



## DEMANDE INTERNATIONALE PUBLIÉE EN VERTU DU TRAITE DE COOPERATION EN MATIÈRE DE BREVETS (PCT)

<p>(51) Classification internationale des brevets <sup>5</sup> : <b>H04B 7/208, 7/01</b></p>	<p><b>A1</b></p>	<p>(11) Numéro de publication internationale: <b>WO 94/29971</b> (43) Date de publication internationale: 22 décembre 1994 (22.12.94)</p>
<p>(21) Numéro de la demande internationale: PCT/FR94/00670 (22) Date de dépôt international: 7 juin 1994 (07.06.94) (30) Données relatives à la priorité: 93/06791 7 juin 1993 (07.06.93) FR 93/06792 7 juin 1993 (07.06.93) FR (71) Déposants (pour tous les Etats désignés sauf US): ALCA- TEL MOBILE COMMUNICATION FRANCE [FR/FR]; 10, rue de la Baume, F-75008 Paris (FR). ALCATEL N.V. [NL/NL]; Strawinskylaan 341, NL-1077 XX Amsterdam (NL). (72) Inventeurs; et (75) Inventeurs/Déposants (US seulement): CHIODINI, Alain [FR/FR]; 41, rue de Bellevue, F-92100 Boulogne (FR). KUMAR, Vinod [IN/FR]; 15, rue Poliveau, F-75005 Paris (FR). THIENPONT, Jean-Marc [FR/FR]; 38, rue Laugier, F-75017 Paris (FR). (74) Mandataires: RENAUD-GOUD, Thierry etc.; Sospi, 14-16, rue de la Baume, F-75008 Paris (FR).</p>		<p>(81) Etats désignés: AT, AU, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CZ, DE, DK, ES, FI, GB, HU, JP, KP, KR, KZ, LK, LU, LV, MD, MG, MN, MW, NL, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SI, SK, TT, UA, US, UZ, VN, brevet européen (AT, BE, CH, DE, DK, ES, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), brevet OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, ML, MR, NE, SN, TD, TG).  Publiée Avec rapport de recherche internationale.</p>
<p>(54) Title: SIGNALING PACKET FOR COMMUNICATION SYSTEM WITH MODULATED REFERENCE ACCORDING TO A TIME-BASE LAW</p>		
<p>(54) Titre: PAQUET DE SIGNALISATION POUR SYSTEME DE COMMUNICATION AVEC REFERENCE MODULEE SUIVANT UNE LOI FONCTION DU TEMPS</p>		
<p>(57) Abstract</p>		
<p>A signaling packet for a communication system comprises a reference signal modulated according to a modulation law which is a predetermined function (f) of time in the packet.</p>		
<p>(57) Abrégé</p>		
<p>La présente invention concerne un paquet de signalisation pour un système de communication. Le paquet de signalisation comporte un signal de référence modulé selon une loi de modulation qui est une fonction prédéterminée (f) du temps dans ce paquet.</p>		

# **UNIQUEMENT A TITRE D'INFORMATION**

Codes utilisés pour identifier les Etats parties au PCT, sur les pages de couverture des brochures publiant des demandes internationales en vertu du PCT.

AT	Autriche	GB	Royaume-Uni	MR	Mauritanie
AU	Australie	GE	Géorgie	MW	Malawi
BB	Barbade	GN	Guinée	NE	Niger
BE	Belgique	GR	Grèce	NL	Pays-Bas
BF	Burkina Faso	HU	Hongrie	NO	Norvège
BG	Bulgarie	IE	Irlande	NZ	Nouvelle-Zélande
BJ	Bénin	IT	Italie	PL	Pologne
BR	Brésil	JP	Japon	PT	Portugal
BY	Bélarus	KE	Kenya	RO	Roumanie
CA	Canada	KG	Kirghizistan	RU	Fédération de Russie
CF	République centrafricaine	KP	République populaire démocratique de Corée	SD	Soudan
CG	Congo			SE	Suède
CH	Suisse	KR	République de Corée	SI	Slovénie
CI	Côte d'Ivoire	KZ	Kazakhstan	SK	Slovaquie
CM	Cameroun	LI	Liechtenstein	SN	Sénégal
CN	Chine	LK	Sri Lanka	TD	Tchad
CS	Tchécoslovaquie	LU	Luxembourg	TG	Togo
CZ	République tchèque	LV	Lettonie	TJ	Tadjikistan
DE	Allemagne	MC	Monaco	TT	Trinité-et-Tobago
DK	Danemark	MD	République de Moldova	UA	Ukraine
ES	Espagne	MG	Madagascar	US	Etats-Unis d'Amérique
FI	Finlande	ML	Mali	UZ	Ouzbékistan
FR	France	MN	Mongolie	VN	Viet Nam
GA	Gabon				

PAQUET DE SIGNALISATION POUR SYSTEME DE COMMUNICATION AVEC REFERENCE  
MODULEE SUIVANT UNE LOI FONCTION DU TEMPS

La présente invention concerne un paquet de signalisation pour un système de communication.

Dans les systèmes de communication, le système paneuropéen cellulaire numérique de radiocommunication connu sous le nom de système GSM par exemple, les communications transitent entre un terminal et une station de base par des canaux de communication véhiculant des signaux radio. De tels systèmes comprennent une pluralité de canaux prévus soit pour l'émission des terminaux à destination des stations de base, soit pour l'émission des stations de base à destination des terminaux.

Parmi ces derniers canaux, figure un canal de contrôle émis en permanence qui permet à un terminal d'accéder au système par la station de base qui émet ce canal afin de pouvoir établir des communications. Le terminal doit donc identifier ce canal de contrôle pour acquérir les informations qui lui permettent de se déclarer dans le système. Parmi ces informations on trouve notamment des informations de synchronisation, c'est pourquoi il est habituel de parler de procédure de synchronisation.

La solution généralement adoptée pour la synchronisation se déroule en deux étapes. Dans un premier temps le terminal mesure la puissance de tous les canaux affectés à la réception. Ensuite, le terminal essaie de se synchroniser sur le canal reçu avec la plus forte puissance et s'il n'y parvient pas, il essaie sur les autres canaux en les prenant par ordre de puissance à la réception décroissante jusqu'à ce qu'il puisse effectivement se synchroniser. Cette solution est d'ailleurs celle qui figure dans les recommandations 4.08 et 5.08 du GSM.

La procédure de synchronisation est engagée systématiquement lorsque le terminal est mis en marche mais aussi, de manière plus générale, à la suite d'une perte de synchronisation, c'est-à-dire lorsque la liaison radio acheminée notamment par le canal de contrôle entre la

station de base et le terminal a été interrompue. Cette interruption peut être volontaire, il s'agit par exemple de l'arrêt du terminal, mais elle peut également être involontaire. En effet, il peut arriver que le terminal soit provisoirement dans l'impossibilité de se synchroniser car les conditions de réception radio ne sont pas satisfaisantes. C'est par exemple le cas lorsqu'il est dans un tunnel ou plus généralement lorsqu'il se trouve dans une zone d'ombre au sens radio du terme.

10 La synchronisation proprement dite comprend généralement deux phases. La première phase dite synchronisation fréquentielle consiste à faire l'acquisition de la référence de fréquence de la station de base, tandis que la seconde phase, dite synchronisation temporelle  
15 consiste à faire l'acquisition de la référence de temps de la station de base.

Le GSM prévoit à cet effet que le canal de contrôle BCCH comporte deux sous-canaux, un sous-canal de contrôle de fréquence FCH pour la synchronisation fréquentielle et un  
20 sous-canal de synchronisation SCH pour la synchronisation temporelle.

Le sous-canal de contrôle de fréquence se présente sous la forme d'un paquet correspondant à une sinusoïde pure émis à intervalles de temps réguliers. Le terminal doit donc  
25 rechercher ce paquet pendant une durée qui correspond sensiblement à la période de répétition du paquet.

Du fait de la nature du paquet et des moyens mis en oeuvre pour sa détection, il n'est pas possible de déterminer son début ni sa durée, si bien qu'il est  
30 nécessaire de recourir au sous-canal de synchronisation pour obtenir la synchronisation temporelle.

Le sous-canal de synchronisation suit le sous-canal de contrôle de fréquence avec un retard connu. Il comprend une séquence de symboles pourvue d'une fonction  
35 d'autocorrélation convenable. Le terminal qui connaît cette séquence de synchronisation procède donc à la corrélation de

cette séquence avec la séquence des symboles reçus. Du fait de l'imprécision sur la référence temporelle de la station de base, le terminal ne connaît pas avec précision lequel des symboles reçus correspond au premier symbole de la  
5 séquence de synchronisation et il faut donc procéder à de nombreuses corrélations en décalant l'une des séquences par rapport à l'autre afin d'identifier le pic de corrélation.

Un premier but de l'invention est donc d'améliorer les performances de la procédure de synchronisation.

10 Par ailleurs, dans la plupart des systèmes de radiocommunication la chaîne de transmission des signaux radio comprend un élément qui est mobile. La conséquence de cet état de fait est qu'un tel signal radio voit sa fréquence modifiée suite à l'effet Doppler.

15 Le décalage Doppler se produit naturellement dans le GSM si le terminal est mobile, et sa valeur est d'autant plus grande que la vitesse du terminal est élevée. Or s'il est relativement aisé de détecter la sinusoïde pure du sous-canal de contrôle de fréquence lorsque celle-ci a une  
20 fréquence connue, au moyen d'un filtre sélectif par exemple, il n'en est pas de même lorsque cette fréquence est affectée d'un décalage Doppler inconnu. Il faut alors prévoir un filtre dont la bande passante tient compte du décalage Doppler maximum dans les deux sens, ce qui conduit à une  
25 sérieuse dégradation des performances du filtre.

De plus, le déplacement de fréquence est beaucoup plus important dans les systèmes utilisant des satellites défilant, ce qui est le cas notamment du système connu sous le nom de Globalstar.

30 Le principe d'un tel système est d'utiliser un satellite, qui défile en orbite basse à une altitude par exemple d'environ 1390 kilomètres et selon une vitesse par exemple de l'ordre de 7,2 kilomètres par seconde, comme relais entre le terminal et la station de base.

35 Le satellite reçoit donc le signal radio en provenance de la station de base et la réémet en direction du terminal.

Le rôle joué par ce satellite est un simple rôle de "miroir" : il transmet tel que le signal qu'il reçoit de la station de base, en effectuant tout au plus une transposition de fréquence.

- 5        Le déplacement fréquentiel dépend de la vitesse et de la position relative du satellite par rapport au terminal, qui lui-même peut être considéré comme fixe.

Il apparaît qu'il faut corriger ce déplacement de fréquence.

- 10       Un second but de l'invention est donc de fournir des moyens de correction du décalage fréquentiel dû à l'effet Doppler.

D'autre part, dans les systèmes de radiocommunication, les canaux de communication proprement dits sont souvent  
15 transmis comme suit.

Un émetteur émet une séquence de symboles dans un canal de transmission à destination d'un récepteur. La séquence émise subit des altérations dans le canal de transmission si bien que la séquence de symboles reçus par  
20 le récepteur ne lui est pas identique. La principale de ces altérations est l'interférence entre symboles qui est due au fait qu'un symbole émis peut emprunter plusieurs trajets dans le canal de transmission. En effet si deux trajets au moins présentent un écart supérieur à la distance séparant  
25 deux symboles émis successivement, un symbole empruntant un de ces trajets va venir interférer avec un symbole suivant empruntant un autre trajet plus court.

Pour corriger l'interférence entre symboles dans le récepteur, on utilise un égaliseur qui, pour fonctionner  
30 correctement, doit connaître la réponse impulsionnelle du canal de transmission. A cette fin, des symboles particuliers émis dans une séquence d'apprentissage sont des symboles connus. La séquence d'apprentissage est choisie en fonction des caractéristiques du canal de transmission et  
35 plus particulièrement en fonction de sa longueur.

En effet, compte tenu du fait que les symboles sont émis régulièrement et présentent donc une périodicité que l'on nomme durée-symbole, la longueur du canal se définit comme le nombre de durée-symboles qui est équivalent à la  
5 différence du trajet le plus long et du trajet le plus court de ce canal.

Pour établir la réponse impulsionnelle du canal, on utilise, dans le récepteur, un dispositif d'estimation de canal qui génère une réplique de cette séquence  
10 d'apprentissage et la corrèle avec la séquence correspondante de symboles reçus. Le résultat de la corrélation est un jeu de coefficients  $h_i$  où  $i$  varie de 0 à  $L$ ,  $L$  étant la longueur du canal, ce jeu de coefficients étant prévu pour renseigner l'égaliseur. Le trajet le plus  
15 direct du canal est représenté par  $h_0$ , tandis que les autres coefficients représentent les trajets plus longs qui produisent des interférences avec le premier.

Il apparaît que l'estimation du canal ne peut être réalisée qu'une fois que la synchronisation a été réalisée.  
20 De plus, il faut prévoir un paquet spécifique, la séquence d'apprentissage, à cet effet.

Un troisième but de l'invention est donc de fournir des moyens pour l'estimation du canal.

En résumé, dans tout système de communication, on  
25 s'aperçoit qu'il faut de nombreux signaux de signalisation pour établir une communication. Le terme de synchronisation se comprend ici dans le sens le plus général et comprend notamment les informations de synchronisation, celles nécessaires à la correction du décalage Doppler, celles qui  
30 sont utiles pour l'estimation du canal de transmission.

La présente invention a ainsi pour objet de simplifier les traitements de ces signaux de signalisation.

A cet effet on prévoit un paquet de signalisation pour un système de communication qui comporte un signal de  
35 référence modulé selon une loi de modulation qui est une fonction prédéterminée du temps dans ce paquet.

De plus, le signal de référence est modulé en fréquence.

En outre, la loi de modulation est une fonction linéaire du temps.

- 5 Plus spécifiquement, si cette loi de modulation est appliquée sur deux voies en parallèle, on peut prévoir deux fonctions distinctes sur chacune de ces voies.

On obtient ainsi un signal de référence qui comporte de manière intrinsèque une information qui permet de  
10 déterminer l'instant d'émission d'un point quelconque de ce signal.

Une première application consiste à réaliser un dispositif d'estimation du décalage Doppler d'une porteuse véhiculant un tel paquet de signalisation comprenant :

- 15 - un oscillateur local,  
- un mélangeur recevant la porteuse et le signal de sortie de l'oscillateur local,  
- un filtre recevant le signal de sortie du mélangeur pour produire un signal à fréquence intermédiaire,  
20 - un circuit d'analyse recevant le signal à fréquence intermédiaire pour produire un signal de déplacement représentant l'écart de fréquence dû à l'effet Doppler entre une fréquence théorique et la fréquence du signal à fréquence intermédiaire,  
25 - un circuit de commande commandant l'oscillateur local pour établir une estimation du décalage Doppler à partir du signal de déplacement.

De plus, dans ce dispositif, le circuit de commande commande l'oscillateur local pour réduire cet écart de  
30 fréquence.

Selon un premier mode de réalisation de ce dispositif, le circuit d'analyse comprend au moins un premier filtre adapté au signal de référence et centré sur la fréquence théorique, un circuit de correction pour produire un premier  
35 facteur de forme du signal de sortie de ce filtre, et le



circuit de commande agit sur l'oscillateur local pour maximiser le premier facteur de forme.

De plus, le circuit de commande commande l'oscillateur local par approximations successives en appliquant une  
5 correction de fréquence de part et d'autre de la fréquence qui produit le plus grand facteur de forme afin de rechercher à nouveau le facteur de forme le plus élevé, les recherches successives s'effectuant en diminuant la valeur de la correction de fréquence jusqu'à un seuil de correction  
10 prédéterminé.

Ou bien, une amplitude de décalage valant sensiblement le maximum du décalage Doppler du signal à fréquence intermédiaire, le dispositif comprend de plus un deuxième et un troisième filtre adapté au signal de référence et centré  
15 sur la fréquence théorique diminuée respectivement augmentée de l'amplitude de décalage, le circuit de correction établissant outre le premier facteur de forme un deuxième et un troisième facteur de forme du signal de sortie du deuxième respectivement du troisième filtre adapté, et  
20 produisant le signal de déplacement proportionnel à l'opposé du barycentre des fréquences centrales des filtres adaptés pondérées par les facteurs de forme correspondant.

On peut prévoir que le circuit de commande commande l'oscillateur local de sorte que le signal à fréquence  
25 intermédiaire ait une fréquence augmentée du signal de déplacement.

Une deuxième application consiste à réaliser un dispositif de synchronisation sur une porteuse véhiculant un tel paquet de signalisation, le signal de référence ayant  
30 une durée  $T$  et étant émis périodiquement avec une période de répétition  $T_r$ , une période de mesure ayant une durée prédéterminée supérieure ou égale à  $T + T_r$ , ce dispositif comprenant :

- un oscillateur local,
- 35 - un mélangeur recevant la porteuse et le signal de sortie de l'oscillateur local,

- un filtre recevant le signal de sortie du mélangeur pour produire un signal à fréquence intermédiaire,
- un circuit d'analyse recevant le signal à fréquence intermédiaire pour produire d'une part un signal de  
5 changement de fréquence si le signal de référence n'est pas détecté et d'autre part un signal de déplacement de fréquence représentant l'écart entre une fréquence théorique et la fréquence du signal à fréquence intermédiaire,
- un circuit de commande commandant l'oscillateur  
10 local pour qu'il s'accorde sur la porteuse puis, à la suite d'une période de mesure, pour qu'il s'accorde sur une autre porteuse en présence du signal de changement de fréquence ou bien pour réduire la valeur du signal de déplacement de fréquence en l'absence du signal de changement de fréquence.
- 15 De plus, le circuit d'analyse comprend au moins un premier filtre adapté au signal de référence et centré sur la fréquence théorique, un circuit de correction pour produire un premier facteur de forme du signal de sortie de ce filtre, et le circuit de commande agit sur l'oscillateur  
20 local pour maximiser le premier facteur de forme.
- En outre, le circuit de commande commande l'oscillateur local par approximations successives en appliquant une correction de fréquence de part et d'autre de la fréquence qui produit le plus grand facteur de forme afin  
25 de rechercher à nouveau le facteur de forme le plus élevé, les recherches successives s'effectuant en diminuant la valeur de cette correction de fréquence jusqu'à un seuil de correction prédéterminé.
- Selon une variante du dispositif de synchronisation,  
30 le signal de référence étant émis périodiquement avec une période de répétition  $T_r$ , ce dispositif comprend :
  - un oscillateur local,
  - un mélangeur recevant la porteuse et le signal de sortie de l'oscillateur local,
  - 35 - un filtre recevant le signal de sortie du mélangeur pour produire un signal à fréquence intermédiaire,

- un circuit d'analyse recevant le signal à fréquence intermédiaire pour produire un signal de déplacement de fréquence représentant l'intervalle de temps séparant la réception de deux paquets de signalisation successifs,

- 5       - un circuit de commande commandant l'oscillateur local pour réduire l'écart entre le signal de déplacement de fréquence et la période de répétition  $T_r$ .

Une troisième application consiste à réaliser un dispositif d'estimation d'un canal de transmission au moyen  
10 d'une porteuse véhiculant un tel paquet de signalisation comprenant :

- un oscillateur local,
- un mélangeur recevant la porteuse et le signal de sortie de l'oscillateur local,
- 15       - un filtre recevant le signal de sortie du mélangeur pour produire un signal à fréquence intermédiaire,
- un circuit d'analyse recevant le signal à fréquence intermédiaire et le ramenant en bande de base pour produire un spectre de ce canal,
- 20       - un circuit de commande commandant l'oscillateur local pour établir une estimation de ce canal à partir du spectre de canal.

De plus, le signal de référence présentant une fréquence de pente constante  $-\mu$ , le circuit de commande  
25 commande l'oscillateur local pour qu'il produise une fréquence dont la pente  $\mu$  est opposée à celle du signal de référence à compter de la réception de ce signal par le trajet  $t_0$  le plus court du canal, le spectre de canal présentant un ensemble de raies identifiées chacune par sa  
30 fréquence  $r_i$  et son amplitude  $h_i$ , une raie déterminée correspondant à un trajet  $t_i$  et ayant une fréquence en rapport avec la longueur de ce trajet, le circuit de commande produisant cette estimation en caractérisant chaque trajet  $t_i$  par sa contribution qui est proportionnelle à  
35 l'amplitude de la raie correspondante  $h_i$  et par son retard

$\tau_i$  qui vaut  $(r_i - r_0)/\mu$ , ceci pour tout  $i$  compris entre 0 et  $n$  si l'on considère  $(n + 1)$  trajets distincts.

L'invention apparaîtra maintenant de manière plus précise dans le cadre d'exemples de réalisation en se  
5 référant aux figures annexées qui représentent :

- la figure 1, un exemple de signal de référence selon l'invention,
- la figure 2, un schéma représentant les éléments nécessaires à la mise en oeuvre d'un dispositif appliquant  
10 l'invention,
- la figure 3, la forme du signal d'entrée et du signal de sortie d'un filtre adapté employé dans un mode de réalisation de l'invention,
- la figure 4, la caractéristique fréquentielle en  
15 fonction du temps d'un signal en bande de base utilisé pour l'estimation d'un canal de transmission,
- la figure 5, une variante d'un signal de référence selon l'invention,
- la figure 6, ce signal tel que reçu par un terminal,
- 20 - la figure 7, une structure de multitrame de signalisation,
- la figure 8, un schéma synoptique d'un dispositif de synchronisation,
- la figure 9, un schéma synoptique d'un dispositif de  
25 détermination de la valeur absolue du décalage Doppler,
- la figure 10, un schéma synoptique d'un dispositif simplifié de détermination de la valeur absolue du décalage Doppler,
- la figure 11, un schéma synoptique d'un dispositif  
30 de détermination du signe du décalage Doppler,
- la figure 12, un schéma synoptique d'un dispositif de correction du décalage Doppler,
- la figure 13, un schéma synoptique d'un dispositif de suivi du décalage Doppler.

35 En premier lieu, il convient de définir le paquet de signalisation objet de l'invention, en référence à la figure

1. Un paquet se définit comme le support d'un signal pendant une durée déterminée T. Ici ce signal, le signal de référence a une fréquence qui varie linéairement en fonction du temps. Si l'on prend comme origine du temps t le début du  
5 paquet, la fréquence instantanée f de ce signal peut alors se représenter par l'expression suivante :

$$f = \left( \frac{f_2 - f_1}{T} \right) \cdot t + f_1$$

10 Le signal est supposé d'amplitude constante et il peut se présenter naturellement sous une forme analogique ou bien numérique.

D'autre part, ce paquet est transmis sur une porteuse de fréquence C, ce qui est usuel dans les systèmes de  
15 transmission.

Ce paquet de signalisation se prête avantageusement à l'estimation et à la correction de décalage Doppler auquel est soumis la porteuse et cette application sera maintenant présentée.

20 La figure 2 représente les éléments d'un récepteur nécessaire dans un mode de réalisation parmi d'autres possibles. De manière connue, ce récepteur comprend donc une antenne A pour recevoir la porteuse. Cette antenne est suivie d'un amplificateur LNA, généralement un amplificateur  
25 faible bruit.

Le récepteur comprend également un mélangeur M qui reçoit d'une part le signal de sortie de l'amplificateur LNA et d'autre part le signal de sortie d'un oscillateur local VCO, un oscillateur commandé en tension par exemple. Cet  
30 oscillateur est commandé par un circuit de commande CC dont la fonction sera précisée par la suite. La sortie du mélangeur est raccordée à un filtre passe-bande BP qui produit comme signal de sortie un signal à fréquence intermédiaire IF. Ce filtre passe bande est réalisé  
35 conformément aux critères usuels de réjection de bande

latérale et de distorsion de phase. Sa fréquence centrale et sa bande passante seront définies par la suite.

Le récepteur est prévu pour travailler à une fréquence intermédiaire bien précise que l'on appellera fréquence  
5 théorique  $f_T$ , et qui correspond au cas où il n'y a pas de décalage Doppler.

Si l'on considère maintenant que la porteuse est soumise à l'effet Doppler, le signal à fréquence intermédiaire va voir sa fréquence varier entre  $f_T - \Delta f$  et  
10  $f_T + \Delta f$  où  $\Delta f$  représente l'amplitude de décalage Doppler, ceci pour une valeur de commande de l'oscillateur local VCO qui devrait conduire à une fréquence égale à  $f_T$ . Par conséquent on choisira la fréquence centrale du filtre passe-bande BP égale à  $f_T$  et sa bande passante égale à celle  
15 du signal augmentée de  $2.\Delta f$ .

Selon l'invention, le récepteur comprend trois filtres adaptés au signal de référence :

- le premier MF1 centré sur la fréquence théorique  $f_T$ ,
- le second MF2 centré sur la fréquence théorique  $f_T$   
20 diminuée de l'amplitude de décalage Doppler, soit  $f_T - \Delta f$ ,
- le troisième MF3 centré sur la fréquence théorique  $f_T$  augmentée de l'amplitude de décalage Doppler, soit  $f_T + \Delta f$ .

Ces filtres adaptés peuvent consister, à titre d'exemple, en des filtres à ondes de surface.

25 Dans ce cas, on a représenté à la figure 3 le signal d'entrée X et l'enveloppe Y du signal de sortie d'un tel filtre en prenant la même échelle de temps.

Ce filtre présente un temps de propagation  $T_p$  et produit un signal de sortie dont la forme bien connue de  
30 l'homme du métier est en  $\sin x/x$  amorti et qui présente donc un lobe principal dont la valeur crête vaut  $A_c$  et dont la largeur mesurée à une amplitude valant cette valeur crête  $A_c$  diminuée d'une valeur prédéterminée  $A_d$  (20 dB par exemple) vaut  $T_c$ .

35 On détermine un facteur de forme W qui caractérise la forme du lobe principal. On pourrait choisir la valeur crête

$A_C$ , ou bien l'énergie contenue dans ce lobe ou bien encore la largeur  $T_C$  de ce lobe. Ici, à titre d'exemple on choisit le rapport de la valeur crête  $A_C$ , à la largeur  $T_C$  :

$$W = A_C/T_C$$

- 5 Chacun des trois filtres adaptés MF1, MF2, MF3 a une bande passante prévue pour qu'un signal d'entrée correspondant au signal de référence mais décalée en fréquence de  $\Delta f$  par rapport à sa fréquence d'accord donne lieu à un facteur de forme  $W$  de valeur supérieure à un seuil  
10 de détection  $S_d$  de sorte que le lobe principal correspondant puisse être détecté.

Le récepteur comprend de plus un circuit de correction CORR représenté dans la figure 2. Ce circuit reçoit les signaux de sortie des premiers MF1, second MF2 et troisième  
15 MF3 filtre adapté pour calculer respectivement un premier  $W_1$ , un second  $W_2$  et un troisième  $W_3$  facteur de forme. Un facteur de forme dont la valeur est inférieure au seuil de détection  $S_d$  est forcé à zéro. Si le premier facteur de forme  $W_1$  est non nul, le circuit produit un signal de  
20 changement de fréquence CF à destination du circuit de commande CC, ce signal étant utilisé dans une autre application détaillée par la suite.

De plus si le premier facteur de forme  $W_1$  est non nul, le circuit de correction CORR produit un signal de  
25 déplacement SH, également à destination du circuit de commande, comme suit :

$$SH = \frac{W_2 - W_3}{W_1 + W_2 + W_3} \cdot \Delta f$$

- 30 Il s'agit en fait de l'opposé du barycentre des fréquences centrales des filtres adaptés pondérées par les facteurs de forme correspondant. On peut également choisir d'appliquer une valeur proportionnelle à ce barycentre ou de tout autre nature pourvu qu'elle représente l'écart entre la

fréquence théorique  $f_T$  et la fréquence du signal à fréquence intermédiaire.

On rappelle que l'on s'attache à mesurer et à corriger le décalage Doppler de la porteuse C, sur laquelle, par 5 hypothèse, figure le paquet de signalisation.

On rappelle de plus que le paquet de signalisation de durée T est émis périodiquement selon une période de répétition  $T_r$ .

Ainsi le circuit de commande CC commande l'oscillateur 10 local VCO de sorte que le signal à fréquence intermédiaire IF soit à la fréquence  $f_T$  lorsque la porteuse n'est pas affectée de Doppler. Au bout d'une période de mesure au moins égale à  $T + T_r$ , le circuit de correction aura nécessairement établi que le premier facteur de forme  $W_1$  est 15 non nul puisque le premier filtre adapté a été réalisé à cet effet.

Le circuit de commande reçoit à la fin de cette première période de mesure le signal de déplacement SH qui prend ici pour valeur  $D_1$ . Il commande alors l'oscillateur 20 local VCO pour qu'il produise une fréquence augmentée de  $D_1$ .

Il attend alors une deuxième période de mesure pour lire la nouvelle valeur  $D_2$  du signal de déplacement SH et corrige à nouveau l'oscillateur local VCO pour qu'il produise une fréquence augmentée de  $D_2$ . Et ainsi de suite, 25 si bien qu'après la nième période de mesure, le signal de déplacement SH vaut  $D_n$ .

Lorsque  $D_n$  est inférieur à un seuil de correction  $S_c$  qui est estimé suffisant dans la présente application, 100 Hz par exemple, le décalage Doppler est corrigé et sa 30 valeur D vaut :

$$D = \sum_{i=1}^n D_i$$

On a prévu jusqu'à présent d'utiliser trois filtres 35 adaptés. Or, dans de nombreux cas, l'amplitude du décalage



Doppler  $\Delta f$  permet de réaliser un seul filtre adapté centré sur la fréquence théorique  $f_T$  dont la bande passante est calculée de sorte que son facteur de forme soit supérieur au seuil de détection  $S_d$  si le signal d'entrée correspond au  
5 signal de référence décalé de  $\pm \Delta f$ .

Dans ce cas, le circuit de commande CC commande l'oscillateur local VCO de sorte que le signal à fréquence intermédiaire IF soit à la fréquence  $f_T$  lorsque la porteuse n'est pas affectée de Doppler.

10 Le circuit de correction CORR produit maintenant comme signal de déplacement SH le facteur de forme issu de l'unique filtre adapté.

Au bout d'une première période de mesure, le facteur de forme vaut  $W_{T0}$ . Le circuit de commande CC commande alors  
15 l'oscillateur local VCO pour qu'il diminue la fréquence intermédiaire de  $\Delta f/2$  puis enregistre au bout d'une seconde période de mesure la valeur  $W_{m0}$  du facteur de forme. Le circuit de commande CC commande alors l'oscillateur local VCO pour qu'il augmente la fréquence intermédiaire de  $\Delta f/2$   
20 puis enregistre au bout d'une troisième période de mesure la valeur  $W_{M0}$ .

Il recherche alors laquelle des trois valeurs  $W_{T0}$ ,  $W_{m0}$ ,  $W_{M0}$  est la plus grande. On conviendra de la noter  $W_{T1}$  et il apparaît que la fréquence  $F_1$  qui a produit cette  
25 valeur est la plus proche de la fréquence d'accord.

Le circuit de commande CC commande maintenant l'oscillateur local VCO pour qu'il produise la fréquence intermédiaire  $F_1 - \Delta f/4$ . Au bout d'une quatrième période de mesure, il enregistre la valeur  $W_{m1}$  du signal de  
30 déplacement. Il recherche alors laquelle des trois valeurs  $W_{T1}$ ,  $W_{m1}$  ou  $W_{M1}$  est la plus grande. On conviendra de la noter  $W_{T2}$  et il apparaît que la fréquence  $F_2$  qui a produit cette valeur est la plus proche de la fréquence d'accord.

On procède ensuite de même en commandant l'oscillateur  
35 local pour obtenir les fréquences intermédiaires  $\hat{F}_2 \pm \Delta f/8$ . Et on poursuit cette recherche par approximations

successives en divisant par deux l'excursion de fréquence à chaque pas pour obtenir  $F_n$  de sorte que  $\Delta f/2^n$  soit inférieur à un seuil de correction  $S_c$  qui est estimé suffisant dans la présente application, 100 Hz par exemple.

5        Le décalage Doppler est alors corrigé et sa valeur vaut  $F_n - f_T$ .

On a décrit le dispositif de correction de décalage Doppler avec un ou trois filtres adaptés réalisés selon la technologie dite à onde de surface. Cet exemple a été choisi  
10 car il est bien connu de l'homme de métier, notamment lorsque la fréquence intermédiaire est de l'ordre d'une dizaine à quelques dizaines de MHz.

L'homme de métier comprend tout aussi bien que ces filtres peuvent être réalisés en technologie numérique au  
15 moyen d'un processeur numérique de signal. Cette réalisation est particulièrement bien adaptée au cas des systèmes dits à bande étroite, dans lesquels des canaux sont espacés de l'ordre de 30 kHz par exemple. On peut alors choisir une fréquence intermédiaire égale à zéro pour traiter  
20 directement le signal en bande de base.

Il apparaît de plus que l'ensemble des filtres adaptés et du circuit de correction peut se représenter comme une entité que l'on nommera circuit d'analyse.

Par ailleurs, on a présenté le signal de référence  
25 comme un signal dont la fréquence varie linéairement avec le temps. Il s'agit bien sûr d'un simple exemple et l'on peut prévoir bien d'autres lois de variations, ceci d'autant plus aisément que le traitement du signal est numérique.

En outre, le circuit d'analyse qui permet d'estimer le  
30 décalage Doppler a été réalisé au moyen d'un ou plusieurs filtres. Il existe d'autres solutions, notamment l'analyse spectrale, au moyen d'une transformée de Fourier rapide par exemple, que l'on ne développera pas plus car bien connues de l'homme de métier.

On présentera maintenant un dispositif de synchronisation au moyen du paquet de signalisation déjà décrit.

Le récepteur doit tenter de se synchroniser sur une  
5 porteuse au moins parmi une pluralité de porteuses dont les fréquences valent  $C_1$  à  $C_n$ .

En se référant toujours à la figure 2, le circuit de commande CC commande l'oscillateur local VCO pour qu'il s'accorde sur la porteuse  $C_1$ . Il procède maintenant  
10 exactement comme pour la correction du décalage Doppler présentée ci-dessus. Si le circuit de correction produit le signal de changement de fréquence CF, la synchronisation ne peut pas être obtenue sur cette porteuse et il commande alors l'oscillateur local VCO pour qu'il s'accorde sur une  
15 autre fréquence porteuse  $C_2$ , par exemple.

Si, par contre, le circuit de correction ne produit pas le signal de changement de fréquence, la synchronisation fréquentielle est acquise au bout de  $n$  périodes de mesure sur la porteuse  $C_1$ .

20 La synchronisation temporelle découle directement de la structure du filtre adapté dont les caractéristiques sont représentées à la figure 3. En effet, celui-ci présente la particularité que le maximum du lobe principal apparaît avec un retard qui vaut la somme des temps de propagation du  
25 filtre adapté et de la durée du paquet de signalisation, soit  $T_p + T$ , par rapport au début de ce paquet. On dispose ainsi d'une référence de temps.

En outre, le circuit de commande peut mesurer la durée séparant les maxima des lobes principaux correspondants à  
30 deux paquets de signalisation successifs. Cette durée correspondant à la période de répétition  $T_r$ . On dispose ainsi d'une unité de temps.

La référence de temps et l'unité de temps étant ainsi acquises, le récepteur est synchronisé temporellement.

35 Lorsque la synchronisation est acquise, on utilise naturellement les mêmes corrections pour tous les canaux

émis par la même station de base qu'ils soient véhiculés par la même porteuse ou par une porteuse différente. D'autre part, on prévoit que ces corrections peuvent évoluer dans le temps comme dans tous les systèmes et on assure par conséquent le suivi de la synchronisation.

On remarquera ici que pour acquérir la synchronisation temporelle, le signal de référence peut prendre les formes les plus diverses pourvu qu'une de ses caractéristiques varie avec le temps. On a prévu jusqu'à présent que c'était la fréquence, mais ce pourrait être l'amplitude, par exemple.

Il suffit qu'un récepteur puisse déterminer la position d'un point particulier dans la paquet de signalisation.

Les étapes de correction du décalage Doppler et de synchronisation ont été présentées comme successives alors qu'elles peuvent s'entrelacer. En effet, lors de la correction du décalage Doppler, on a corrigé l'écart de fréquence entre la station de base et le terminal quel que soit sa nature. Or il est possible d'acquérir la référence temporelle de la station de base avant d'effectuer l'estimation du décalage Doppler.

La fréquence de répétition des paquets de signalisation qui est l'inverse de la période de répétition  $T_r$  est habituellement liée à la fréquence de la porteuse par une relation de proportionnalité mais lui est très largement inférieure si bien qu'elle est beaucoup moins affectée par l'effet Doppler. On peut donc, dans un premier temps faire l'acquisition de cette fréquence de répétition en mesurant l'intervalle de temps qui sépare deux lobes principaux successifs à la sortie d'un filtre adapté, comme cela a déjà été présenté. On obtient ainsi une bonne approximation de la référence de temps de la station de base et on corrige l'oscillateur local VCO au moyen du circuit de commande CC pour qu'il adopte cette référence.

On peut maintenant procéder à l'estimation du décalage Doppler comme exposé plus haut, cette estimation n'étant

pratiquement plus entachée de l'erreur due au décalage des références temporelles de la station de base et du terminal.

On peut ensuite affiner la synchronisation, également comme exposé ci-dessus.

- 5 Une solution avantageuse consiste à réaliser la première partie du traitement du signal en analogique, au moyen d'un filtre à ondes de surface à bande passante relativement large par exemple, pour corriger l'oscillateur local VCO du décalage dû à l'écart des références
- 10 fréquentielles et éventuellement d'une première estimation du décalage Doppler. La suite du traitement peut alors être réalisée en numérique.

On présentera maintenant un dispositif d'estimation de canal au moyen du paquet de signalisation déjà décrit.

- 15 Par hypothèse, le canal de transmission comporte  $n+1$  trajets distincts  $t_i$  contribuant chacun avec un coefficient  $a_i$  dans la transmission et apportant chacun un retard  $\tau_i$  dans la transmission par rapport au trajet le plus court  $t_0$  pour lequel le retard  $\tau_0$  est choisi égal à zéro et constitue
- 20 donc la référence de temps, alors que  $i$  est un nombre entier compris entre 0 et  $n$ .

Le signal transmis est le signal de référence représenté à la figure 1 dont la fréquence instantanée  $f$  vaut, pour mémoire :

25

$$f = \left( \frac{f_2 - f_1}{T} \right) \cdot t + f_1$$

- Le circuit de commande CC commande l'oscillateur local VCO de sorte que celui-ci produise une fréquence dont la
- 30 pente présente une valeur opposée à celle du signal de référence à partir de la référence de temps  $\tau_0$ , cette pente vaut donc :

$$\mu = \left( \frac{f_1 - f_2}{T} \right)$$

35

Le circuit d'analyse prend ici la forme d'un module d'analyse spectrale qui traite le signal reçu en bande de base dont les composantes fréquentielles évoluent en fonction du temps comme représenté à la figure 4, à une translation de fréquence près.

Le circuit d'analyse qui procède à la transformée de Fourier du signal en bande de base produit un spectre qui se compose de raies chacune identifiée par sa fréquence  $r_i$  et son amplitude. Le nombre de raies varie de 0 à n.

La raie qui correspond au trajet le plus court correspond à la fréquence  $r_0$  la plus élevée du spectre.

La raie suivante qui correspond à un trajet affecté d'un retard  $\tau_1$  se présente à une fréquence  $r_1$ . Connaissant  $r_0$  et  $r_1$ , on en déduit  $\tau_1$  comme suit :

$$\tau_1 = \frac{r_1 - r_0}{\mu}$$

Ainsi, la  $i$ ème raie qui correspond à un trajet affecté d'un retard  $\tau_i$  se présente à une fréquence  $r_i$ .

Connaissant  $r_0$  et  $r_i$  on en déduit  $\tau_i$  comme suit :

$$\tau_i = \frac{r_i - r_0}{\mu}$$

Naturellement, les amplitudes  $h_i$  des différentes raies sont proportionnelles aux coefficients  $a_i$  et il suffit de faire une simple normalisation pour obtenir ces coefficients.

Le canal est donc bien caractérisé par l'ensemble des couples  $(\tau_i, a_i)$  pour tout  $i$  variant de 0 à n.

On fournira l'exemple numérique suivant à titre indicatif :

- excursion de fréquence :  $f_2 - f_1 = 200$  kHz
- longueur du paquet de signalisation :  $T = 577$   $\mu$ s
- pente du signal de référence :  $\mu = 346$  MHz/s
- résolution ou valeur minimale de  $\tau_{i+1} - \tau_i$  :  $2$   $\mu$ s.

On entend par résolution la résolution temporelle qui permet de distinguer deux trajets voisins  $t_{i+1}$  et  $t_i$ . On la choisit en général inférieure à une durée-symbole.

Dans ce cas, l'écart de fréquence minimal  $\Delta r$  entre les  
5 deux raies successives correspondantes vaudra :

$$\Delta r = r_i - r_{i+1} = 693 \text{ Hz.}$$

En employant une transformée de Fourier rapide travaillant sur  $N$  échantillons à une fréquence d'échantillonnage  $F_e$ , compte tenu de la résolution  
10 souhaitée, la relation suivante s'applique :

$$N \geq \frac{F_e}{\Delta r}$$

En choisissant la fréquence d'échantillonnage égale à 400 KHz, on adoptera avantageusement un nombre d'échantillons  $N$  de 1024.

15 Par ailleurs, quel que soit le dispositif considéré, on ajoutera que le signal de référence peut prendre bien d'autres formes que celle correspondant à la figure 1. La loi de variation de fréquence peut être non linéaire et l'on peut prévoir, par exemple, que cette fréquence augmente puis  
20 décroisse ou bien l'inverse. L'intérêt de cette solution réside dans le fait que l'on peut effectuer plusieurs des traitements mentionnés ci-dessus au moyen d'un seul paquet de signalisation. Si l'on choisit une modulation numérique pour la porteuse, une modulation de phase convient pour  
25 appliquer l'invention. Dans ce cas, on appliquera naturellement une loi de variation de phase connue au signal de référence.

De plus, s'il ressort clairement de la description précédente que l'invention s'applique dans les systèmes à  
30 accès multiple par répartition dans le temps, l'homme du métier transposera sans difficultés cette application dans les systèmes à accès multiple par répartition dans les codes.

Les applications du paquet de signalisation selon  
35 l'invention ont été décrites jusqu'à présent dans le domaine

des radiocommunications. On peut trouver d'autres domaines, notamment celui des transmissions optiques.

En effet, dans le cas d'une transmission à haut débit sur une fibre optique, il faut utiliser des régénérateurs de signaux qui doivent se synchroniser sur le signal qu'ils reçoivent. Ce problème est généralement résolu en disposant une tête au début d'un paquet de symboles à transmettre. Cependant, un symbole s'étale au cours de la transmission, ce qui donne lieu à de l'interférence intersymboles. La conséquence en est que la détection de cette en-tête sera beaucoup plus délicate.

On peut utiliser le signal de référence précédemment décrit à la place de l'en-tête. Outre les avantages déjà cités, ce signal présente une meilleure immunité à l'étalement de symboles.

On présentera maintenant une variante du paquet de signalisation précédemment décrit qui s'applique lorsque le signal de référence est modulé sur deux voies en quadrature conventionnellement notées voie I et voie Q.

Cette variante est particulièrement bien adaptée au système GLOBALSTAR.

Le burst de contrôle de fréquence FCH du GSM est alors remplacé par un burst de remplacement FCCHd défini par ses composantes  $s_I(t)$ ,  $s_Q(t)$  comme suit :

. sur la voie I d'un émetteur traditionnel :

$$s_I(t) = \cos \left( 2\pi f_I \frac{t^2}{T_B} \right) \text{ où } t \text{ est la variable temps qui}$$

varie entre le temps  $t = 0$  qui correspond au début de ce burst FCCHd et le temps  $t = T_B$  qui correspond à la fin de ce burst, et où  $2 f_I$  est la fréquence instantanée en fin de ce même burst et sur cette voie I;



. Sur la voie Q de l'émetteur précité :

$$s_Q(t) = \sin \left( 2\pi f_Q \frac{t^2}{T_B} \right)$$

- 5 où  $2f_Q$  est la fréquence instantanée en fin de burst et sur cette voie Q.

On note alors bien que la fréquence instantanée, qui est comme on le sait proportionnelle à la dérivée du terme de phase, c'est-à-dire du terme :

10

$$2\pi f_I \frac{t^2}{T_B} \quad \text{pour la voie I}$$

et

$$2\pi f_Q \frac{t^2}{T_B} \quad \text{pour la voie Q}$$

- 15 varie alors linéairement avec le temps  $t$  en ayant une même valeur pour  $t=0$  (début du burst) et des valeurs différentes ( $2f_I$  et  $2f_Q$  respectivement) en fin de burst ( $t = T_B$ ).

- Graphiquement parlant, la variation avec le temps, et  
20 pendant la durée du burst FCCHd, de la fréquence instantanée  $f_i$  est représentée, sur le graphique de la Figure 5 pris dans le cas général, par le segment de droite 6 pour la voie I de l'émetteur précité et par le segment de droite 7 pour la voie Q.

- 25 En revanche, les fréquences instantanées des signaux associés aux voies I et Q du récepteur et obtenues après démodulation d'un burst FCCHd reçu à un instant donné sont affectées du déplacement Doppler  $d$ , comme représenté respectivement par les courbes 8 et 9 sur la Figure 6.

- 30 Les courbes selon Figure 5 et Figure 6 correspondent au cas le plus général, qu'il convient bien sûr d'expliquer ici.

En réalité, selon une caractéristique pratique et intéressante de l'invention, l'un des deux coefficients directeurs respectivement associés aux deux droites de variation de la fréquence instantanée peut être, pendant  
5 toute la durée du burst FCCHd, choisi égal à zéro.

Cette disposition permet de simplifier l'installation, et elle sera détaillée ci-après, après la description d'une forme néanmoins avantageuse du traitement du cas général correspondant aux Figures 5 et 6, et qui sera faite dans  
10 l'immédiat.

La figure 7 schématise la constitution temporelle de la multitrame de signalisation émise par la station de base sur le "time slot" TN 0 de la fréquence porteuse BCH.

Une telle multitrame est typiquement composée de 51  
15 trames de 8 bursts. L'incorporation des canaux logiques FCCHd et SCH est effectuée de la façon suivante :

- le burst FCCHd précède toujours le burst SCH et ils sont séparés par 8 bursts consécutifs, soit une trame,
- le burst FCCHd est séparé du burst FCCHd suivant par 80  
20 bursts consécutifs, soit 10 trames,
- le burst SCH est également séparé du burst SCH suivant par 80 bursts consécutifs, soit 10 trames.

Chacun de ces deux canaux logiques utilise donc 5 bursts dans la multitrame.

25 Typiquement, chaque burst a une durée de 0,577 millisecondes, de sorte qu'une multitrame complète a une durée de 235,365 millisecondes.

La première opération que doit faire le terminal pour accéder au réseau via le satellite, est de procéder, sur la  
30 porteuse BCH qu'il a sélectionnée, à l'acquisition d'un burst FCCHd. La recherche d'un tel burst FCCHd lui permet d'ailleurs de s'assurer qu'il est bien, sur la fréquence porteuse sélectionnée, en présence d'une porteuse BCH.

La première opération que le terminal mobile va  
35 effectuer après qu'il ait sélectionné une porteuse qu'il pense être une porteuse BCH, est de tester, parmi les 80

premiers bursts véhiculés par cette porteuse, la présence d'un burst FCCHd, repéré 10 sur la Figure 7.

Nous verrons ci-dessous comment peut être détectée la présence d'un tel burst parmi les autres, mais de toute façon chaque investigation est réalisée par l'acquisition, sur les deux voies en quadrature I et Q, d'un certain nombre suffisant N d'échantillons, par exemple une trentaine d'échantillons dans un certain cas de figure, pour fixer les idées.

10 Cette acquisition des N échantillons nécessaires au traitement est effectuée pendant un temps  $t_A$  (Figure 7). Sur la figure 7, l'acquisition d'un burst, supposé ici être effectivement le burst FCCHd recherché 10, est figurée par des hâchures.

15 Cependant, même si cette acquisition est effectuée, comme en figure 7, sur le burst FCCHd 10, il est bien évident qu'elle est commandée à un instant qui est à priori quelconque par rapport au début réel 0 (Figure 6) du burst FCCHd. Or le terminal doit pouvoir se synchroniser avec  
20 précision sur le début 0 de ce burst FCCHd pour pouvoir accéder au réseau.

Il faut donc, pour pouvoir obtenir cette synchronisation, déterminer avec précision l'intervalle de temps  $\tau$  qui sépare le début de l'acquisition des N  
25 échantillons du début réel 0 du burst FCCHd.

Conformément à l'invention, cet intervalle de temps  $\tau$  est déterminé, par un simple calcul de triangles semblables aboutissant à une règle de trois, de la façon suivante (voir figure 6) :

30 Si l'on considère la Figure 6 d'un point de vue de pure géométrie plane, on constate la relation géométrique simple :

$$\frac{O\tau}{OT_B} = \frac{AB}{CD}$$

35

Or, le segment  $OT_B$  a une valeur connue, qui correspond à la durée  $T_B$  du burst. Il en est de même du segment  $CD$ , dont la valeur correspond à la différence des fréquences instantanées (connues) en fin de burst, respectivement  $2f_I$  et  $2f_Q$ . Le segment  $AB$  est la différence des fréquences instantanées  $2f_A$  et  $2f_B$  sur les voies I et Q dudit récepteur à l'instant de début d'acquisition des  $N$  échantillons : cette différence est aisément déterminable par analyse spectrale.

La valeur du segment  $O\tau$  que l'on recherche, se calcule alors simplement par la formule :

$$O\tau = OT_B \cdot \frac{AB}{CD}$$

ou autrement dit par la règle de trois :

$$\tau = T_B \cdot \frac{2f_A - 2f_B}{2f_I - 2f_Q} = T_B \cdot \frac{f_A - f_B}{f_I - f_Q}$$

Finalement, l'architecture synoptique et logicielle qui permet de réaliser toute cette série d'opérations qui correspond à l'acquisition du burst  $BDHd$  10 et à la synchronisation du terminal sur ce burst, est l'architecture dessinée en Figure 8, et qui sera expliquée maintenant plus en détails.

En se référant à cette figure 8, le signal analogique respectivement reçu, en bande de base, sur les deux voies en quadrature I et Q est, s'il s'agit d'un burst  $FCCHd$ , le suivant:

$$\text{sur la voie I : } s_I(t) = \cos \left( 2\pi f_I \frac{t^2}{T_B} + 2\pi dt + \varphi \right)$$

$$\text{sur la voie Q : } s_Q(t) = \sin \left( 2\pi f_Q \frac{t^2}{T_B} + 2\pi dt + \varphi \right)$$

où  $d$  est la valeur précitée du déplacement Doppler et où  $\phi$  est le terme de déphasage.

Ces deux signaux  $s_I(t)$  et  $s_Q(t)$  sont chacun appliqués à un filtre passe-bas analogique respectif, 13 et 14, dont la fréquence de coupure  $f_c$  est égale à la bande passante de fonctionnement, soit 90 kilohertz dans cet exemple.

Ces filtres 13 et 14 ont classiquement pour but de s'affranchir des produits d'intermodulation parasites.

Les signaux filtrés en sorties 15 et 16 des filtres analogiques 13 et 14 sont appliqués, pour être numérisés, à des convertisseurs analogique/numérique respectifs 17 et 18, qui sont synchronisés à la fréquence d'échantillonnage par un signal d'horloge  $H$  en provenance d'un bloc 19 qui est intégré à l'organe logique central du terminal.

Deux bus, par exemple de format 8-bits, respectivement 20 et 21, relie ces convertisseurs analogique/numérique 17 et 18 à deux mémoires-tampon respectives 22 et 23, qui sont synchronisées elles aussi par le signal d'horloge  $H$ .

Chaque séquence de calcul comprend, sous commande du bloc 19, l'acquisition de  $N$  échantillons successifs de chacun des signaux numérisés  $S_I(t)$  et  $S_Q(t)$ . Cette acquisition est schématisée, sur la Figure 7, par la partie hachurée du burst FCCHd 10.

Les échantillons successifs qui sont acquis par les mémoires-tampon, ou "buffers", 22 et 23, sont mélangés un à un dans un mélangeur, ou multiplicateur, numérique 24.

Le signal numérique qui résulte de cette multiplication est alors le suivant, aux facteurs de proportionnalité précités près :

30

$$s_I(t) \cdot s_Q(t) =$$

$$\cos \left( 2\pi f_I \frac{t^2}{T_B} + 2\pi dt + \phi \right) \cdot \sin \left( 2\pi f_Q \frac{t^2}{T_B} + 2\pi dt + \phi \right)$$

soit, en développant :

$$s_I(t).s_Q(t) =$$

$$\frac{1}{2} \left[ \sin \left( 4\pi dt + 2\pi \left( f_I + f_Q \right) \frac{t^2}{T_B} + 2\varphi \right) - \sin \left( 2\pi \left( f_I - f_Q \right) \frac{t^2}{T_B} \right) \right]$$

dans le cas où il s'agit d'un burst FCCHd, ce que l'on ne sait pas encore à ce stade.

5 Ce signal  $s_I(t).s_Q(t)$  est alors stocké dans une autre mémoire-tampon 25.

Si maintenant il ne s'agit pas d'un burst FCCHd, mais d'un autre burst tel que les bursts 11 ou 12, ou un burst d'une porteuse qui, bien que choisie, n'est pas la porteuse  
10 BCH recherchée, le signal analogique reçu est, à un facteur de proportionnalité près :

$$\text{sur la voie I : } s_I(t) = \cos[\Phi(t) + 2\pi dt + \varphi]$$

$$15 \quad \text{sur la voie Q : } s_Q(t) = \sin[\Phi(t) + 2\pi dt + \varphi]$$

où  $\Phi(t)$  est le signal d'information véhiculé par ce burst :

Le produit  $s_I(t).s_Q(t)$ , qui est effectué par le  
20 multiplicateur numérique 24 et qui est stocké, échantillon par échantillon, dans la mémoire-tampon 25, est alors égal à :

$$s_I(t).s_Q(t) = \sin(4\pi dt + 2\Phi(t) + 2\varphi)$$

25

Conformément à l'invention, les divers échantillons du produit  $s_I(t).s_Q(t)$  qui sont stockés dans cette mémoire-tampon, sont appliqués à un filtre passe-bas numérique 26, dont la fréquence de coupure  $f_c$  est égale à celle de la  
30 bande passante du système précité, soit 90 kilohertz dans l'exemple choisi.

Le signal filtré résultant est, échantillon par échantillon, stocké dans une autre mémoire-tampon 27, pour

être finalement soumis, dans le bloc 28, à une analyse spectrale apte à déterminer, dans ce signal stocké, la présence ou l'absence d'une raie de fréquence correspondant à une sinusoïde pure présente dans l'intervalle de fréquence  
 5 correspondant à la bande de base (ici 0 à 90 KHz).

Dans le cas, qui vient juste d'être évoqué ci-dessus, où en fait le burst sélectionné n'est pas un burst FCCHd, le produit précité obtenu :

$$10 \quad \sin[4\pi dt + 2\Phi(t) + 2\phi]$$

correspond à une composante de fréquence supérieure à la fréquence maximale, soit 90 KHz, de la bande de base. Cette composante "haute-fréquence" est éliminée par le  
 15 filtre passe-bas 26, de sorte que l'analyse spectrale 28 ne révèle aucune raie de fréquence, mais seulement du bruit.

Commer montré symboliquement par le losange 29, la réponse à la question :

20 "est-on en présence d'un burst FCCHd ?"

est négative et il est appliqué au bloc de calcul 19 une information correspondante 30 qui déclenche en conséquence l'acquisition du burst de numéro d'ordre  
 25 suivant.

Si après quatre-vingts investigations successives de ce type, pour lesquelles tous les bursts d'une multitrame ont été traités, la réponse en 29 est toujours négative, c'est que la fréquence porteuse sélectionnée n'est pas la  
 30 fréquence porteuse BCH de la station de base, et le terminal sélectionne en conséquence une autre porteuse, afin d'y rechercher à nouveau la présence d'un burst FCCHd.

Si en revanche le burst sélectionné est, conformément à la Figure 7, bien un burst FCCHd, la composante de plus  
 35 haute fréquence de la formule, donnée précédemment, qui résulte d'un calcul du produit  $s_I(t) \cdot s_Q(t)$ , est éliminée par

le filtre passe-bas 26, de sorte que n'est stocké dans la mémoire-tampon 27 que le terme suivant :

$$s_I(t) \cdot s_Q(t) = - \frac{1}{2} \sin \left( 2\pi (f_I - f_Q) \frac{t^2}{T_B} \right)$$

5

toujours à un facteur de proportionnalité près.

La fréquence instantanée  $f_i$  d'un tel signal est représenté par la dérivée du terme :

$$10 \quad (f_I - f_Q) \frac{t^2}{T_B}$$

et est donc égale à :

$$f_i = 2(f_I - f_Q) \frac{t}{T_B}$$

15 L'analyse spectrale fine effectuée par l'analyseur 28 révèle alors nécessairement la présence d'une raie de fréquence correspondant à une sinusoïde pure de fréquence  $f_i$ , et la réponse à la question posée par le losange 29 est alors positive : il s'agit bien d'un burst FCCHd.

20 Il est alors appliqué, par la liaison 31, une information de commande à un bloc 32 de calcul du temps  $\tau$  précité, qui sépare donc l'instant d'acquisition du premier échantillon du début de ce burst FCCHd, ce calcul étant bien-entendu effectué par la règle de trois précitée.

25 Ce temps  $\tau$  étant ainsi déterminé, le bloc 32 adresse, par une liaison 33, cette information au bloc de synchronisation 34 qui réalise alors en conséquence la synchronisation nécessaire du terminal sur le début du burst FCCHd 10. Le terminal est alors, à ce stade, synchronisé  
30 temporellement, c'est-à-dire qu'il sait se positionner au début de chaque burst.

Ce qui vient jusqu'à présent d'être décrit en référence aux Figures 7 et 8 est valable aussi bien dans le



cas général qui correspond à la Figure 6 que dans le cas particulier, assez avantageux, où un des deux coefficients directeurs d'une des deux droites de variation de la fréquence instantanée du signal émis est nul et le point de  
 5 départ des deux lois de variation est l'origine des axes du schéma de la figure 6.

La seconde étape de fonctionnement du terminal consiste alors à déterminer la valeur du déplacement Doppler d.

10 Cette seconde étape sera explicitée en référence à la Figure 9 dans le cas général précité de la Figure 6, et en référence à la Figure 10 dans le cas particulier précité où l'un des deux coefficients directeurs respectivement associés aux deux droites de variation de la fréquence  
 15 instantanée  $f_i$  est choisi égal à zéro.

Le moyen utilisé consiste alors, en procédant sur une seule voie en quadrature, par exemple la voie I selon Figure 9 :

. A procéder, après avoir comme précédemment filtré (filtre  
 20 passe-bas 13 précédemment décrit) puis numérisé (convertisseur analogique/numérique 17 précédemment décrit) le signal analogique :

$$s_I(t) = \cos \left( 2\pi f_I \frac{t^2}{T_B} + 2\pi dt + \varphi \right)$$

25

à l'acquisition échantillonnée du burst FCCHd complet.

Par exemple, on procède ainsi à l'acquisition de  $M = 156$  échantillons de ce burst complet.

Le stockage de ces  $M$  échantillons est réalisé dans la  
 30 mémoire-tampon 22 qui a été précédemment décrite (voir figure 8).

. A séparer en deux voies 36 et 37 chacun de ces  $M$  échantillons, prélevés successivement dans la mémoire-tampon 22.

- . A déphaser, dans le déphaseur 35, de + 90 degrés le signal présent sur la voie 37.
- . A multiplier, sur la voie 36 qui n'est pas déphasée de + 90 degrés, dans un premier multiplicateur 38, le signal présent sur cette voie par un autre signal 39, qui est synthétisé, numérisé, et échantillonné par l'unité centrale du terminal et qui est égal, à un facteur de proportionnalité près, à :

$$10 \quad \cos \left( 2\pi f_I t_B \right)$$

et qui correspond à une composante du signal FCCHd tel qu'il est émis par la station terrestre de base.

- 15 . A multiplier, sur l'autre voie 37, et dans un second multiplicateur 40, le signal 62 qui est déphasé de + 90 degrés par le déphaseur 35 par un signal 63 qui est obtenu après avoir déphasé, dans un autre déphaseur 64, de + 90 degrés le signal 39 précité.
- 20 Concrètement parlant, le signal présent à la sortie 62 du déphaseur 35 est de la forme :

$$- \sin \left( 2\pi f_I \frac{t^2}{T_B} + 2\pi dt + \phi \right),$$

- 25 tandis que le signal présent en sortie 63 du déphaseur 64 est de la forme :

$$- \sin \left( 2\pi \frac{t^2}{T_B} f_I \right)$$

- les facteurs de proportionnalité n'étant toujours pas écrits ici, de même que dans tout ce qui va suivre.

Il en résulte qu'après les multiplications respectives dans les multiplicateurs 38 et 40, le signal présent sur la sortie du multiplicateur 38 est de forme :

$$5 \quad \cos\left(2\pi f_I \frac{t^2}{T_B} + 2\pi dt + \varphi\right) \cdot \cos\left(2\pi f_I \frac{t^2}{T_B}\right),$$

tandis que le signal présent sur la sortie 66 du multiplicateur 60 est de la forme :

$$10 \quad \sin\left(2\pi f_I \frac{t^2}{T_B} + 2\pi dt + \varphi\right) \cdot \sin\left(2\pi f_I \frac{t^2}{T_B}\right).$$

La suite du traitement consiste alors :

- . A additionner, dans un sommateur numérique 67, les deux signaux juste précités qui sont présents sur les bus 65 et 15 66.

Après développement et simplification, on constate avec bonheur que le signal obtenu sur la sortie 68 de ce sommateur 67 est tout simplement de la forme :

$$20 \quad \cos(2\pi dt + \varphi).$$

- . A finalement procéder, dans un analyseur 69 semblable à l'analyseur 38 de Figure 5, par exemple un analyseur à Transformée de Fourier Rapide ou "FFT", à l'analyse 25 spectrale du signal ainsi obtenu sur le bus 68, cette analyse spectrale étant réalisée assez finement pour éliminer le bruit blanc gaussien additif.

On en extrait ainsi la valeur absolue recherchée du déplacement Doppler d.

- 30 Dans ce qui précède, il est bien entendu admis que le déplacement Doppler d ne varie en pratique pas de façon à influencer les résultats du traitement ci-dessus pendant toute la durée du burst FCCHd considéré.

Si maintenant on procède selon le cas particulier, lui aussi intéressant pour sa relative simplicité, où le burst FCCHd 10 est créé, par la station de base, de manière à ce que la courbe 7 de la Figure 5 soit un segment de droite horizontal et confondu avec l'axe des temps  $Ot$ , la fréquence instantanée  $f_i$  soit constante et égale à zéro pendant toute la durée du burst FCCHd tel qu'il est synthétisé par la station de base, la détermination du déplacement Doppler  $d$  est, selon Figure 10, assez simplifiée.

10 Le signal reçu en bande de base sur la voie Q dudit récepteur est alors de la forme :

$$s_Q(t) = \sin(2\pi dt + \varphi).$$

15 Comme en Figure 9, on procède, sur la voie Q, à l'acquisition, dans la mémoire-tampon 23 déjà décrite en Figure 8, de M échantillons d'un burst FCCHd complet. On utilise pour ceci le filtre passe-bas 14 et le convertisseur analogique/numérique 18 qui ont déjà été décrits en 20 référence à la figure 8.

Le déplacement Doppler  $d$  est alors tout simplement déterminé par l'analyse spectrale du signal mémorisé. On utilise pour ceci par exemple l'analyseur 69 de la Figure 9.

L'étape suivante va maintenant consister à déterminer 25 le signe de ce déplacement Doppler  $D$ .

Ce signe est obtenu en déterminant, comme expliqué ci-dessus en référence aux Figures 9 ou 10, la valeur absolue de deux déplacements Doppler successifs  $d_1$  puis  $d_2$ , qui sont séparés l'un de l'autre d'un intervalle de temps de une à 30 quelques secondes, suffisant donc pour que le déplacement Doppler ait eu le temps de varier de manière significative.

Selon Figure 11 les valeurs absolues numérisées  $|d_2|$  et  $|d_1|$  de ces deux déplacements Doppler sont stockées dans une mémoire-tampon 41, puis comparées dans un comparateur 35 numérique 42.

Si le résultat de cette comparaison indique que  $|d_2|$  est supérieure à  $|d_1|$ , c'est que le satellite s'éloigne du terminal, et que par conséquent le signe du déplacement Doppler est négatif.

- 5 Si en revanche cette comparaison indique que  $|d_2|$  est inférieure à  $|d_1|$ , c'est que le satellite se rapproche du terminal, et en conséquence que le signe du déplacement Doppler est positif.

Si, ce qui est forcément extrêmement rare, cette  
10 comparaison indique que  $|d_2|$  est pratiquement égale à  $|d_1|$ , c'est que le satellite vient juste de passer au zénith et va donc commencer à s'éloigner du terminal : le signe à prendre en compte pour le déplacement Doppler d est donc alors en fait le signe négatif.

- 15 Enfin, la dernière étape va maintenant consister à compenser, pour le signal reçu par le terminal, le déplacement Doppler d, pour somme-toute permettre à ce terminal de fonctionner.

A noter que ce déplacement Doppler d doit  
20 nécessairement être compensé pendant toute la durée d'utilisation du satellite pour la conversation téléphonique en cours. Compte-tenu du temps de défilement d'un tel satellite, cette durée est de l'ordre d'une dizaine de minutes.

- 25 Puis le satellite ayant disparu à l'horizon, il est prévu de le relayer par un autre, et ainsi de suite.

Il est donc nécessaire de prévoir, afin de pouvoir le corriger en permanence et non pas seulement à un instant donné, de suivre ce déplacement Doppler pendant toute la  
30 durée de passage et d'utilisation effective du satellite.

Une première approche, qui est en fait intellectuellement la plus simple à concevoir mais qui est en pratique la plus lourde à réaliser, consiste pour le terminal à effectuer des mesures du déplacement Doppler à  
35 intervalles de temps quasi-réguliers, par exemple toutes les dix secondes environ.

Lors de chaque mesure, le terminal corrige d'une part la fréquence de l'Oscillateur Local du Démodulateur en fonction du déplacement Doppler mesuré et, d'autre part, il ajuste l'intervalle de temps séparant deux mesures  
5 consécutives relativement à l'importance de la variation de fréquence alors ainsi mesurée, entre ces deux mesures consécutives.

Le schéma très général de la compensation, ou correction, du déplacement Doppler  $d$  est donnée en traits  
10 pleins sur la Figure 12.

On reconnaît sur cette Figure 12 le classique schéma de la démodulation de phase en quadrature du signal analogique reçu par le terminal.

Le signal analogique non démodulé qui est présent sur  
15 la ligne réceptrice se divise classiquement en deux voies : la voie I sur la ligne 44, et la voie Q sur la ligne 45,

Le signal de la voie I est appliqué à un premier mélangeur analogique 46 qui reçoit sur son autre entrée 47 le signal à fréquence fixe qui lui est fourni par  
20 l'Oscillateur Local 48.

Cependant, cet Oscillateur Local n'est pas un oscillateur classique de fréquence propre  $f_0$  immuable, mais est un V.C.O (oscillateur commandé en tension) qui reçoit sur son entrée de commande une tension représentative du  
25 déplacement Doppler  $d$ , déterminé par le terminal comme décrit ci-dessus.

La fréquence de l'Oscillateur Local 48 n'est alors donc pas sa fréquence propre  $f_0$  qu'il aurait en l'absence de correction du déplacement Doppler, mais la somme algébrique  
30  $(f_0 + d)$  de cette fréquence  $f_0$  et du déplacement Doppler  $d$ .

Le signal démodulé sur la voie I, en sortie 50 du mélangeur 46 est donc bien un signal démodulé et pour lequel le déplacement Doppler est compensé.

De même, et de manière en soi très classique, ce  
35 signal de fréquence  $(f_0 + d)$  élaboré par l'Oscillateur Local 48 est appliqué, via un classique déphaseur de 90 degrés

référencé 51, à un autre mélangeur 52 qui reçoit aussi le signal de la voie Q et dont la sortie 53 porte alors le signal démodulé sur la voie Q.

Selon la première approche précitée, le signal présent  
5 sur l'entrée de commande 49 de l'Oscillateur Local 48 est donc élaboré directement à partir de la valeur du déplacement Doppler d mesuré lors de la correction.

Cette solution est néanmoins assez lourde, car elle oblige à réaliser le calcul du déplacement Doppler un nombre  
10 de fois assez considérable.

On lui préférera donc en général une seconde solution qui consiste (Voir en traits mixtes sur la Figure 12) à prévoir, pour l'élaboration de la correction Doppler d à appliquer sur l'entrée de commande 49 de l'Oscillateur Local  
15 48, une correction en temps réel ou moyen d'un dispositif logique 54 de suivi automatique du déplacement Doppler d en fonction du déplacement, connu, du satellite considéré, et d'un nombre limité de mesures du déplacement Doppler réalisées comme décrit précédemment et entrées dans le  
20 dispositif logique 54 sur une porte d'entrée 55 de ce dernier.

La constitution et le fonctionnement du bloc logique 54 de suivi automatique du déplacement Doppler seront maintenant expliqués en référence à la Figure 13.

25 Pour un terminal mobile donné, la variation temporelle de la valeur du déplacement Doppler dépend de sa position relative par rapport à la trajectoire suivie par le satellite. Cette dernière, vue du terminal, est alors caractérisée par un paramètre appelé élévation maximale et  
30 désignant l'ouverture maximale de l'angle formé au cours du temps par les droites terminal-horizon et terminal-satellite. Concrètement, l'élévation maximale varie entre 20 et 90 degrés.

Il est prévu, dans une mémoire "ROM" 56 (mémoire non  
35 volatile) du terminal, une table 57 contenant les variations temporelles connues du déplacement Doppler d pour

différentes élévations maximales de chaque satellite. En d'autres termes, le terminal possède, dans cette mémoire non-volatile 56 et pour chaque trajectoire particulière de chaque satellite (donc pour une élévation maximale donnée),  
5 la courbe de variation du déplacement Doppler associée.

Pour fixer les idées par un exemple numérique, 70 courbes sont ainsi mémorisées, la résolution pour l'élévation maximale étant prise égale à un degré.

Lors de la mise sous tension, le terminal (bloc 58  
10 comportant une mémoire RAM, ou mémoire volatile, 59) effectue et mémorise une série de N mesures du déplacement Doppler :  $d(1)$ ,  $d(2)$ , ...,  $d(N)$ . Le nombre N est par exemple de l'ordre de quelques dizaines.

Ces mesures sont comparées, dans un bloc logique 60,  
15 aux données pré-enregistrées dans la mémoire ROM 56.

Il est ainsi déterminé, si les mesures effectuées le permettent, quelle est la courbe de variation du déplacement Doppler qui doit présentement être prise en compte.

Il est alors en conséquence prévu un autre bloc de  
20 calcul 61, qui a un rôle de prédiction et de fourniture de la tension de correction du déplacement Doppler d au niveau de l'Oscillateur Local précité (voir la liaison 49, à comparer avec la Figure 12).

Dans le cas où les mesures initiales  $d(1)$  à  $d(N)$   
25 précitées ne permettent pas au bloc logique 60 de déterminer quelle est la courbe préenregistrée qu'il convient de prendre en compte, le terminal effectue alors, par le bloc logique 58, une série de mesures complémentaires.

Comme il va de soi, l'invention n'est pas limitée à  
30 l'exemple de réalisation qui vient d'être décrit. Elle est bien au contraire susceptible d'être mise en oeuvre sous de multiples autres formes équivalentes.



REVENDEICATIONS

1/ Paquet de signalisation pour un système de communication, caractérisé en ce qu'il comporte un signal de  
5 référence modulé selon une loi de modulation qui est une fonction prédéterminée (f) du temps dans ce paquet.

2/ Paquet de signalisation selon la revendication 1, caractérisé en ce que ledit signal de référence est modulé en fréquence.

10 3/ Paquet de signalisation selon la revendication 2, caractérisé en ce que ladite loi de modulation est une fonction (f) linéaire du temps.

4/ Paquet de signalisation (FCCHd) selon la revendication 3 caractérisé en ce que, ladite loi de  
15 modulation étant appliquée sur deux voies en quadrature (I, Q), deux fonctions distinctes sont utilisées sur chacune des voies.

5/ Dispositif d'estimation du décalage Doppler d'une porteuse véhiculant un paquet de signalisation selon l'une  
20 quelconque des revendications 1 à 3 comprenant :

- un oscillateur local (VCO),
- un mélangeur (M) recevant ladite porteuse et le signal de sortie dudit oscillateur local (VCO),
- un filtre (BP) recevant le signal de sortie dudit  
25 mélangeur (M) pour produire un signal à fréquence intermédiaire (IF),

- un circuit d'analyse (MF1, MF2, MF3, CORR) recevant ledit signal à fréquence intermédiaire (IF) pour produire un signal de déplacement (SH) représentant l'écart de fréquence  
30 dû à l'effet Doppler entre une fréquence théorique ( $f_t$ ) et la fréquence dudit signal à fréquence intermédiaire (IF),

- un circuit de commande (CC) commandant ledit oscillateur local (VCO) pour établir une estimation dudit décalage Doppler à partir dudit signal de déplacement (SH).

35 6/ Dispositif d'estimation selon la revendication 5, caractérisé en ce que ledit circuit de commande (CC)

commande de plus ledit oscillateur local (VCO) pour réduire ledit écart de fréquence.

7/ Dispositif d'estimation selon la revendication 5 ou 6, caractérisé en ce que ledit circuit d'analyse comprend au moins un premier filtre adapté (MF1) audit signal de référence et centré sur ladite fréquence théorique ( $f_T$ ), un circuit de correction (CORR) pour produire un premier facteur de forme ( $W_1$ ) du signal de sortie de ce filtre, et en ce que le circuit de commande (CC), agit sur ledit oscillateur local pour maximiser ledit premier facteur de forme ( $W_1$ ).

8/ Dispositif d'estimation selon la revendication 7, caractérisé en ce que ledit circuit de commande (CC) commande ledit oscillateur local (VCO) par approximations successives en appliquant une correction de fréquence de part et d'autre de la fréquence qui produit le plus grand facteur de forme ( $W_1$ ) afin de rechercher à nouveau le facteur de forme le plus élevé, les recherches successives s'effectuant en diminuant la valeur de ladite correction de fréquence jusqu'à un seuil de correction prédéterminé.

9/ Dispositif d'estimation selon la revendication 7 caractérisé en ce que, une amplitude de décalage ( $\Delta f$ ) valant sensiblement le maximum du décalage Doppler dudit signal à fréquence intermédiaire (IF), il comprend de plus un deuxième (MF2) et un troisième (MF3) filtre adapté audit signal de référence et centré sur ladite fréquence théorique ( $f_T$ ) diminuée respectivement augmentée de ladite amplitude de décalage ( $\Delta f$ ), ledit circuit de correction établissant outre ledit premier facteur de forme ( $W_1$ ) un deuxième ( $W_2$ ) et un troisième ( $W_3$ ) facteur de forme du signal de sortie dudit deuxième (MF2) respectivement dudit troisième (MF3) filtre adapté, et produisant ledit signal de déplacement (SH) proportionnel à l'opposé du barycentre des fréquences centrales desdits filtres adaptés (MF1, MF2, MF3) pondérées par lesdits facteurs de forme correspondant ( $W_1, W_2, W_3$ ).

10/ Dispositif d'estimation selon la revendication 9, caractérisé en ce que ledit circuit de commande (CC) commande ledit oscillateur local (VCO) de sorte que ledit signal à fréquence intermédiaire (IF) ait une fréquence  
5 augmentée dudit signal de déplacement.

11/ Dispositif de synchronisation sur une porteuse véhiculant un paquet de signalisation selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, ledit signal de référence ayant une durée  $T$  et étant émis périodiquement avec une période de  
10 répétition  $T_r$ , une période de mesure ayant une durée prédéterminée supérieure ou égale à  $T + T_r$ , ce dispositif comprenant :

- un oscillateur local (VCO),
- un mélangeur (M) recevant ladite porteuse et le  
15 signal de sortie dudit oscillateur local (VCO),
- un filtre (BP) recevant le signal de sortie dudit mélangeur (M) pour produire un signal à fréquence intermédiaire (IF),
- un circuit d'analyse (MF1, MF2, MF3, CORR) recevant  
20 ledit signal à fréquence intermédiaire pour produire d'une part un signal de changement de fréquence (CF) si ledit signal de référence n'est pas détecté et d'autre part un signal de déplacement de fréquence (SH) représentant l'écart entre une fréquence théorique ( $f_T$ ) et la fréquence dudit  
25 signal à fréquence intermédiaire (IF),
- un circuit de commande (CC) commandant ledit oscillateur local (VCO) pour qu'il s'accorde sur ladite porteuse puis, à la suite d'une période de mesure, pour qu'il s'accorde sur une autre porteuse en présence dudit  
30 signal de changement de fréquence (CF) ou bien pour réduire la valeur dudit signal de déplacement de fréquence (SH) en l'absence dudit signal de changement de fréquence (CH).

12/ Dispositif de synchronisation selon la revendication 11, caractérisé en ce que ledit circuit  
35 d'analyse comprend au moins un premier filtre adapté (MF1) audit signal de référence et centré sur ladite fréquence

théorique ( $f_T$ ), un circuit de correction (CORR) pour produire un premier facteur de forme ( $W_1$ ) du signal de sortie de ce filtre, et en ce que le circuit de commande (CC), agit sur ledit oscillateur local pour maximiser ledit  
5 premier facteur de forme ( $W_1$ ).

13/ Dispositif de synchronisation selon la revendication 12, caractérisé en ce que ledit circuit de commande (CC) commande ledit oscillateur local (VCO) par approximations successives en appliquant une correction de  
10 fréquence de part et d'autre de la fréquence qui produit le plus grand facteur de forme ( $W_1$ ) afin de rechercher à nouveau le facteur de forme le plus élevé, les recherches successives s'effectuant en diminuant la valeur de ladite correction de fréquence jusqu'à un seuil de correction  
15 prédéterminé.

14/ Dispositif de synchronisation sur une porteuse véhiculant un paquet de signalisation selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, ledit signal de référence étant émis périodiquement avec une période de répétition  $T_r$ , ce  
20 dispositif comprenant :

- un oscillateur local (VCO),
- un mélangeur (M) recevant ladite porteuse et le signal de sortie dudit oscillateur local (VCO),
- un filtre (BP) recevant le signal de sortie dudit  
25 mélangeur (M) pour produire un signal à fréquence intermédiaire (IF),
- un circuit d'analyse (MF1, MF2, MF3, CORR) recevant ledit signal à fréquence intermédiaire pour produire un signal de déplacement de fréquence (SH) représentant  
30 l'intervalle de temps séparant la réception de deux paquets de signalisation successifs,
- un circuit de commande (CC) commandant ledit oscillateur local (VCO) pour réduire l'écart entre ledit signal de déplacement de fréquence (SH) et ladite période de  
35 répétition  $T_r$ .

15/ Dispositif d'estimation d'un canal de transmission au moyen d'une porteuse véhiculant un paquet de signalisation selon l'une quelconque des revendications 2 à 3 comprenant :

- 5       - un oscillateur local (VCO),
- un mélangeur (M) recevant ladite porteuse et le signal de sortie dudit oscillateur local (VCO),
- un filtre (BP) recevant le signal de sortie dudit mélangeur (M) pour produire un signal à fréquence
- 10   intermédiaire (IF),
- un circuit d'analyse recevant ledit signal à fréquence intermédiaire (IF) et le ramenant en bande de base pour produire un spectre dudit canal,
- un circuit de commande (CC) commandant ledit
- 15   oscillateur local (VCO) pour établir une estimation dudit canal à partir dudit spectre de canal.

16/ Dispositif selon la revendication 15 caractérisé en ce que, ledit signal de référence présentant une fréquence de pente constante ( $-\mu$ ), ledit circuit de commande

20 (CC) commande ledit oscillateur local (VCO) pour qu'il produise une fréquence dont la pente ( $\mu$ ) est opposée à celle dudit signal de référence à compter de la réception de ce signal par le trajet  $t_0$  le plus court dudit canal, ledit spectre de canal présentant un ensemble de raies identifiées

25 chacune par sa fréquence  $r_i$  et son amplitude  $h_i$ , une raie déterminée correspondant à un trajet  $t_i$  et ayant une fréquence en rapport avec la longueur de ce trajet, ledit circuit de commande produisant ladite estimation en caractérisant chaque trajet  $t_i$  par sa contribution qui est

30 proportionnelle à l'amplitude de la raie correspondante  $h_i$  et par son retard  $\tau_i$  qui vaut  $(r_i - r_0)/\mu$ , ceci pour tout  $i$  compris entre 0 et  $n$  si l'on considère  $(n + 1)$  trajets distincts.

17/ Terminal d'une installation de radiotéléphonie

35 apte à recevoir un paquet de signalisation selon la revendication 4, caractérisé en ce qu'il comprend des moyens

pour, à la réception d'un tel paquet autrement nommé burst FCCHd :

- 5 . procéder, sur les deux voies (I) et (Q) d'un récepteur en quadrature, à l'acquisition (17, 18) d'un nombre (N) d'échantillons suffisant pour effectuer le calcul qui suivre, et au stockage (22, 23) de ces échantillons  $s_I(t)$  et  $s_Q(t)$ ,  $t$  étant la variable "temps";
- . effectuer alors et enregistrer (25) les divers produits  $s_I(kT) \cdot s_Q(kT)$ ,  $kT$  désignant la variable "temps" (représentation discrète) ;
- . procéder alors à un filtrage numérique passe-bas (26) afin d'éliminer, de chacun de ces produits ainsi obtenus, la composante de plus haute fréquence ;
- 15 . procéder ensuite à l'analyse spectrale (28) du signal filtré ainsi obtenu (27) afin de déterminer la différence ( $f_\tau$ ) des fréquences instantanées sur ces deux voies en quadrature (I, Q) au moment de ladite acquisition ;
- 20 . connaissant la durée ( $T_B$ ) dudit burst FCCHd (10) ainsi que les fréquences instantanées ( $f_I$ ) et ( $f_Q$ ) en fin de burst du signal émis, calculer (32) l'intervalle de temps ( $\tau$ ) qui sépare le début réel de ce burst FCCHd du début de ladite acquisition par la
- 25 formule :

$$\tau = T_B \cdot \frac{f_\tau}{2(f_I - f_Q)}$$

où  $f_\tau$  est déterminée par analyse spectrale, et où  $f_I$  est supposée supérieure à  $f_Q$  ;

- 30 . synchroniser (34) alors le terminal sur le début, maintenant connu, de ce burst FCCHd.

18) Terminal selon la revendication 17, caractérisé en ce qu'il comprend des moyens pour :

. déterminer la valeur absolue du déplacement Doppler (d) en procédant à l'acquisition (22 figure 9, 23 Figure 10) d'un burst FCCHd complet sur une des deux voies du récepteur en quadrature au moyen d'un  
5 stockage d'échantillons, puis en traitant, si nécessaire (35 à 39, 63 à 68), ce signal, ainsi stocké et par ailleurs affecté dudit déplacement Doppler (d), afin de n'en conserver que le terme en cosinus, ou sinus, de  $(2\pi dt)$ , additionné d'un terme de phase ( $\phi$ ),  
10 et enfin en procédant à l'analyse spectrale (69) du signal ainsi obtenu pour en déduire la valeur dudit déplacement Doppler (d);

. déterminer le signe de ce déplacement Doppler (d) en procédant de même façon au calcul de deux déplacements  
15 Doppler ( $d_1$ ) et ( $d_2$ ) à des intervalles successifs suffisamment longs, de l'ordre d'au moins une à plusieurs secondes par exemple, et en calculant (41, 42) la différence en valeur absolue  $|d_2| - |d_1|$  de ces deux déplacements afin d'en déduire le sens de  
20 variation du déplacement Doppler (d) et donc son signe.

19) Terminal selon la revendication 18, caractérisé en ce qu'il comprend des moyens pour compenser ce déplacement fréquentiel Doppler (d) en utilisant, pour la démodulation  
25 (46, 51, 52) du signal d'informations reçu (43, 44, 45) en provenance du satellite, un Oscillateur Local (48) dont la fréquence n'est pas la fréquence fixe ( $f_0$ ) habituelle pour une telle démodulation, mais est égale à cette fréquence ( $f_0$ ) affectée de la valeur de ce déplacement fréquentiel  
30 Doppler (d).

20) Terminal selon la revendication 19 caractérisé en ce que, afin de compenser le déplacement Doppler en temps réel pendant toute la durée du défilement du satellite, il est prévu, dans le terminal, pour l'élaboration de la  
35 correction Doppler (d) à appliquer sur l'entrée de commande (49) de l'Oscillateur Local de démodulation (48), une

correction en temps réel au moyen d'un dispositif logique (54) de suivi automatique du déplacement Doppler (d) en fonction du déplacement, connu, du satellite considéré, et d'un nombre limité de mesures du déplacement Doppler (d).

- 5           21) Terminal selon la revendication 20, caractérisé :
- . en ce qu'il est prévu, dans ce bloc logique (54) de suivi en temps réel du déplacement Doppler (d), une mémoire (56) qui contient une table (57) des variations temporelles connues du déplacement Doppler
- 10           pour différentes élévations maximales de chaque satellite ;
- . en ce que le terminal effectue et mémorise, dans une mémoire volatile (58, 59) une série limitée de mesures du déplacement Doppler, et compare ces mesures, dans
- 15           un bloc logique (60), aux données préenregistrées de ladite table (57), afin de déterminer ainsi quelle est la courbe de variation du déplacement Doppler qui doit présentement être prise en compte,
- . et en ce qu'il est en conséquence prévu un autre
- 20           bloc de calcul (61) qui a un rôle de prédiction et de fourniture (49) de la tension de correction du déplacement Doppler à l'Oscillateur Local de démodulation (48).
- 22) Station de base d'une installation de
- 25           radiotéléphonie, caractérisée en ce qu'elle comprend des moyens pour émettre un paquet de signalisation selon l'une quelconque des revendications 1 à 4.



1/8

FIG.1

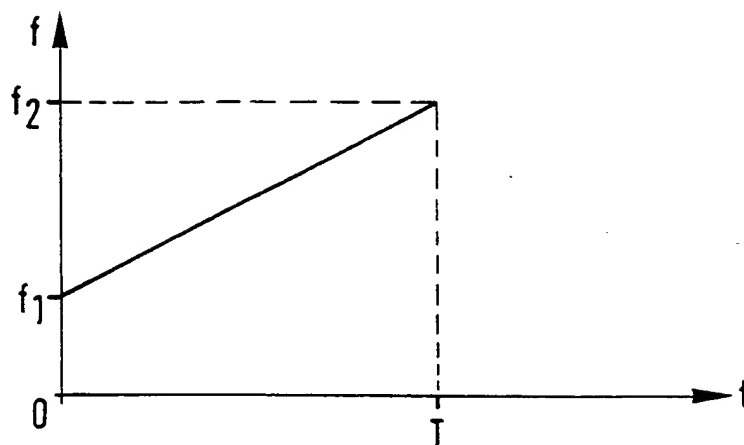
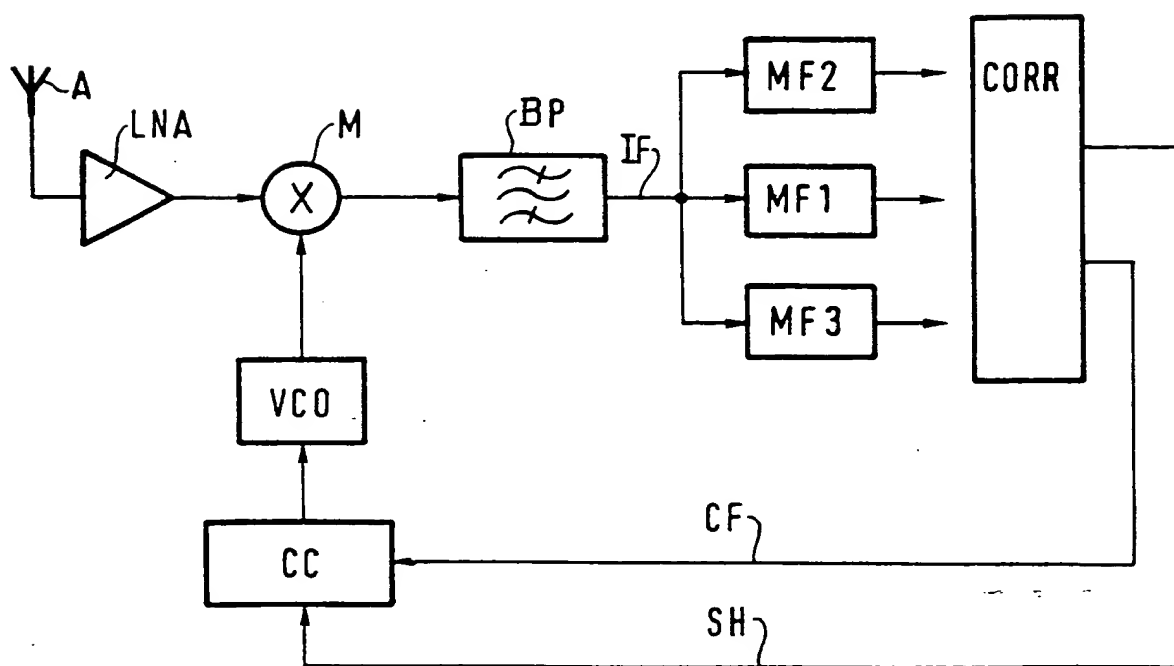
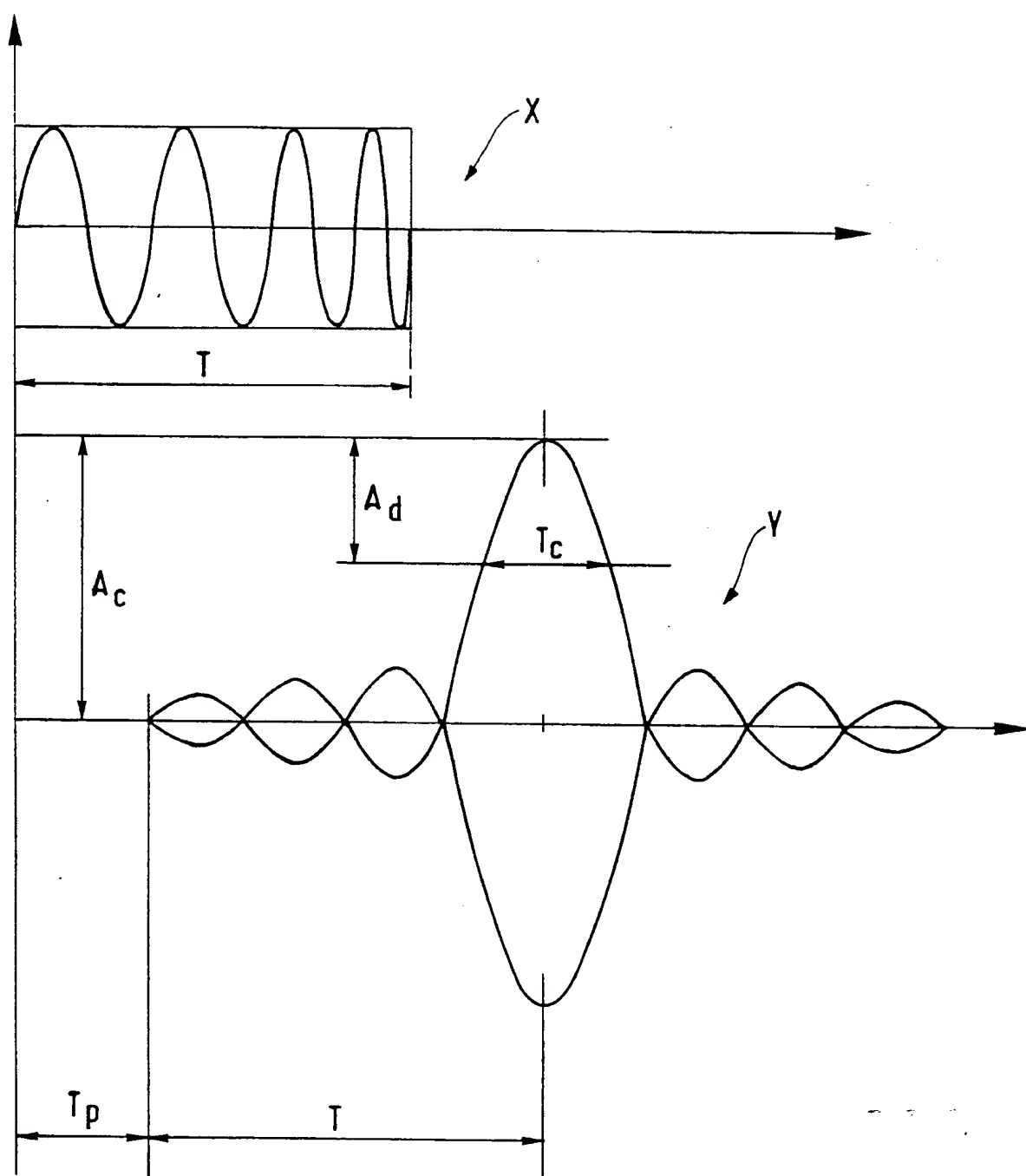


FIG.2



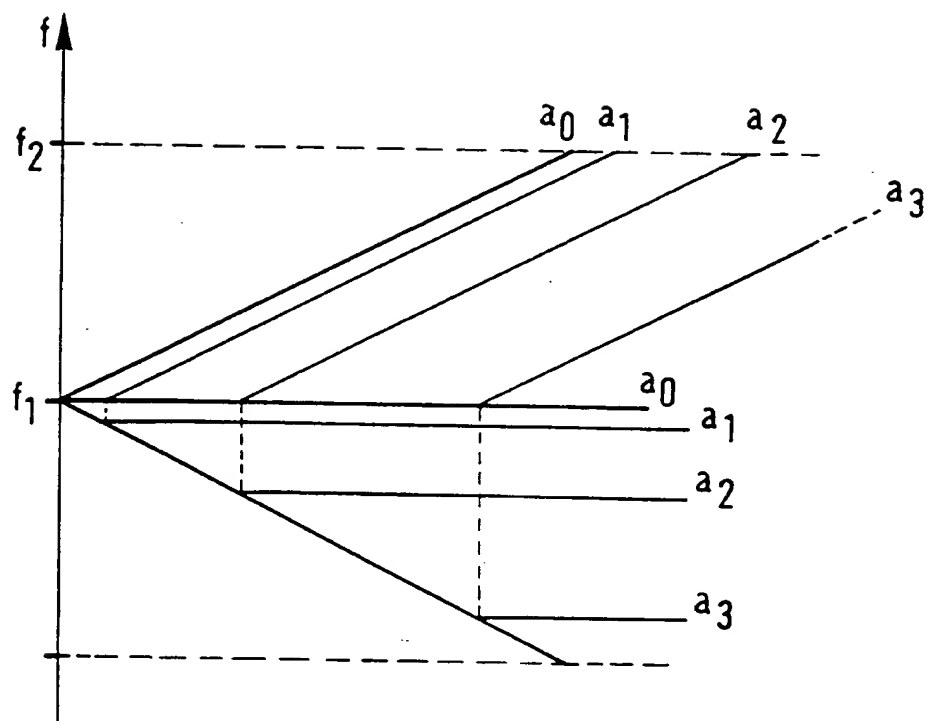
2/8

FIG. 3



3/8

FIG. 4



4/8

FIG. 5

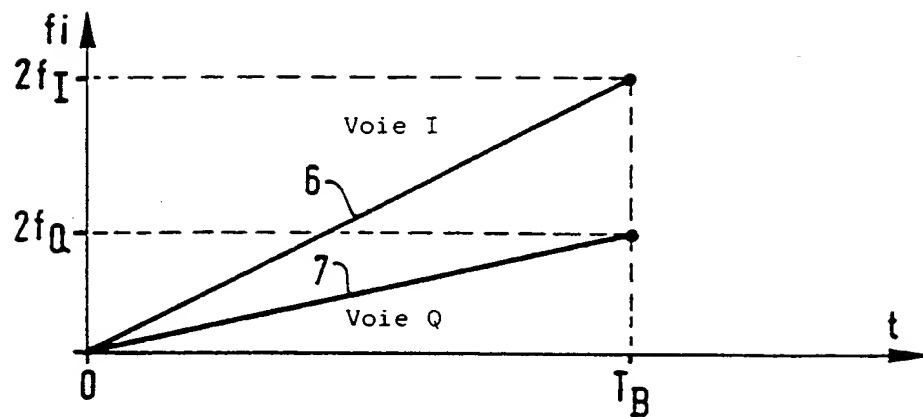
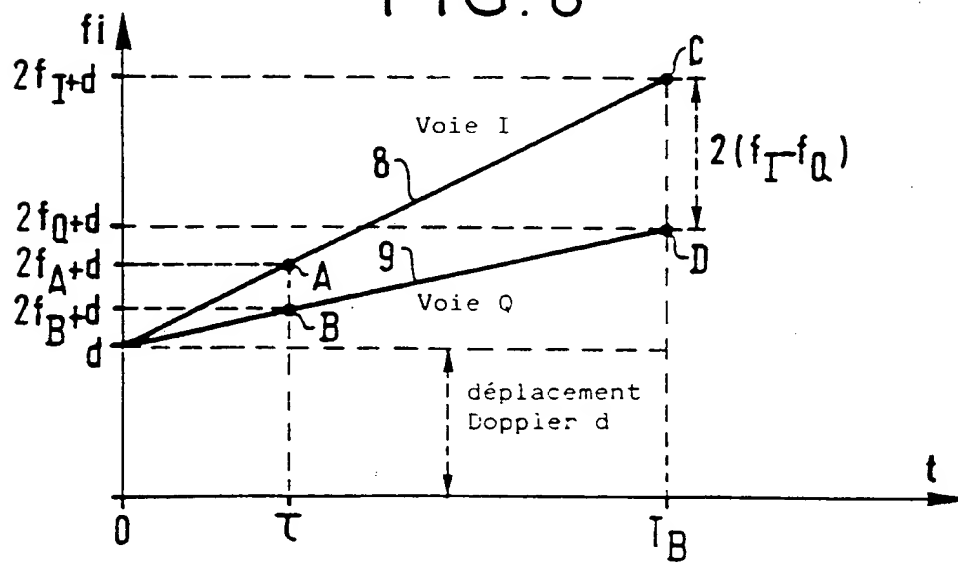


FIG. 6



5 / 8

FIG. 7

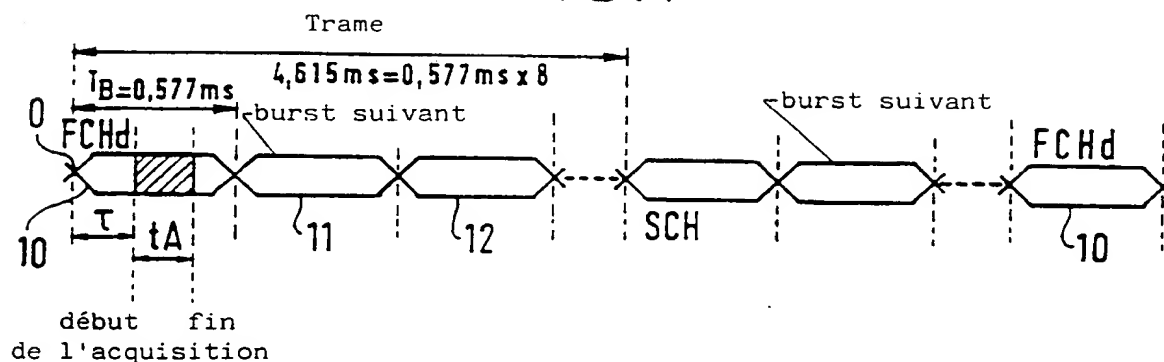
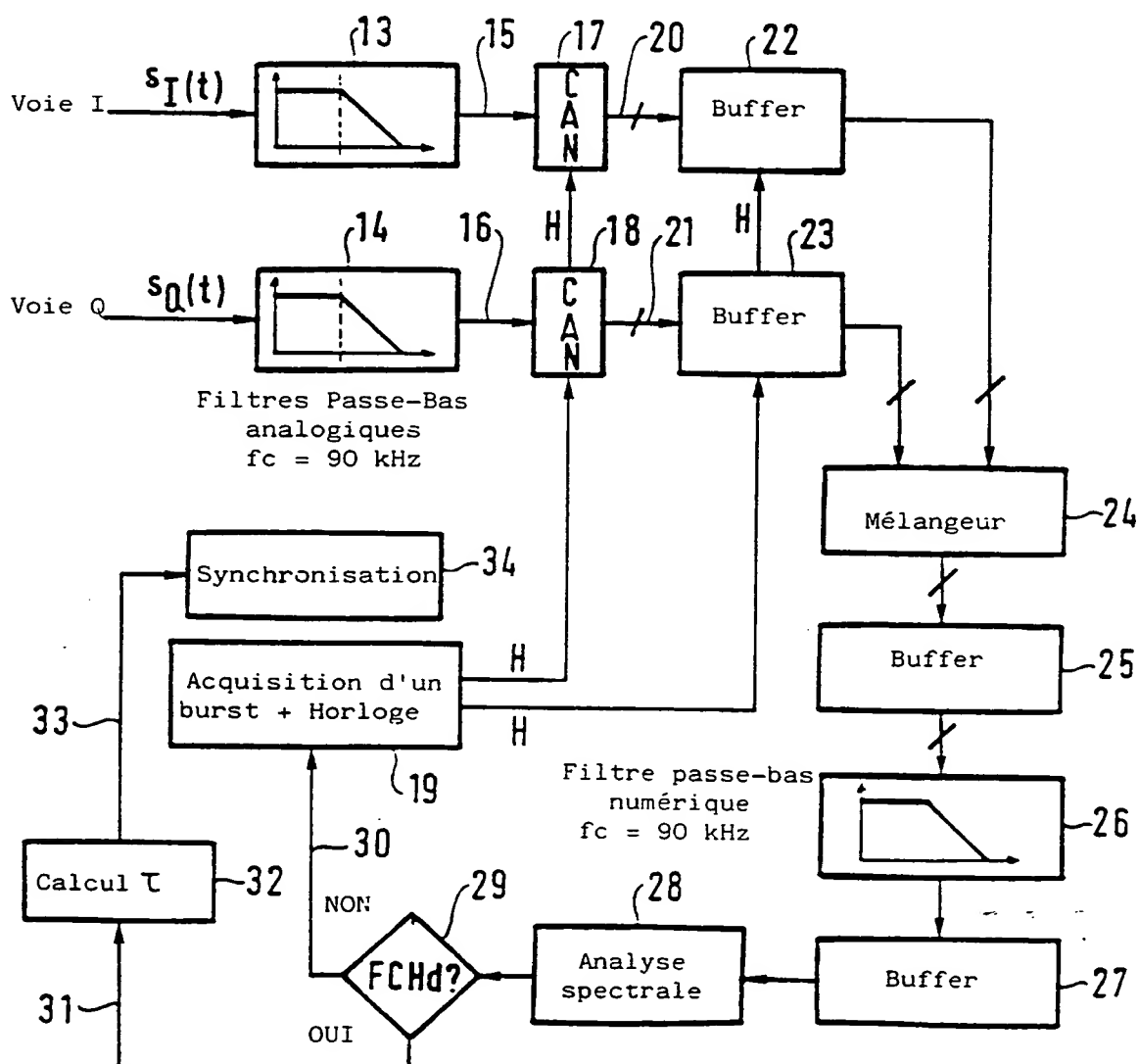


FIG. 8



6 / 8

FIG. 9

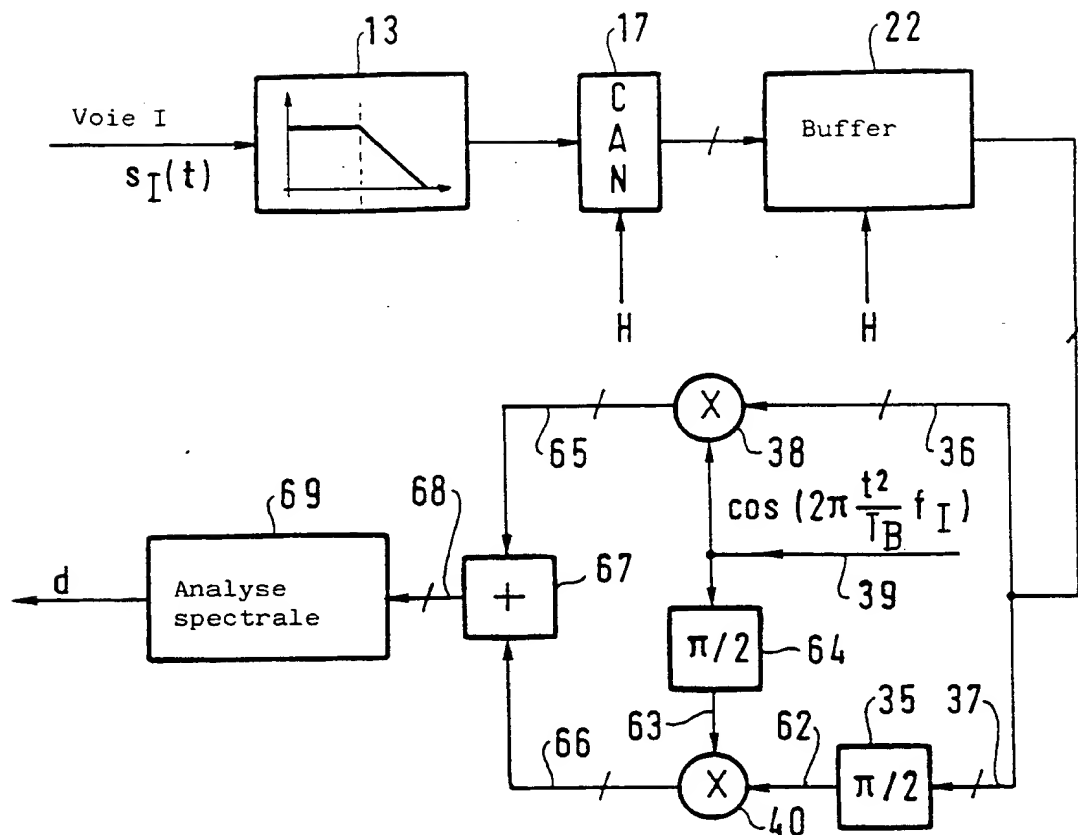
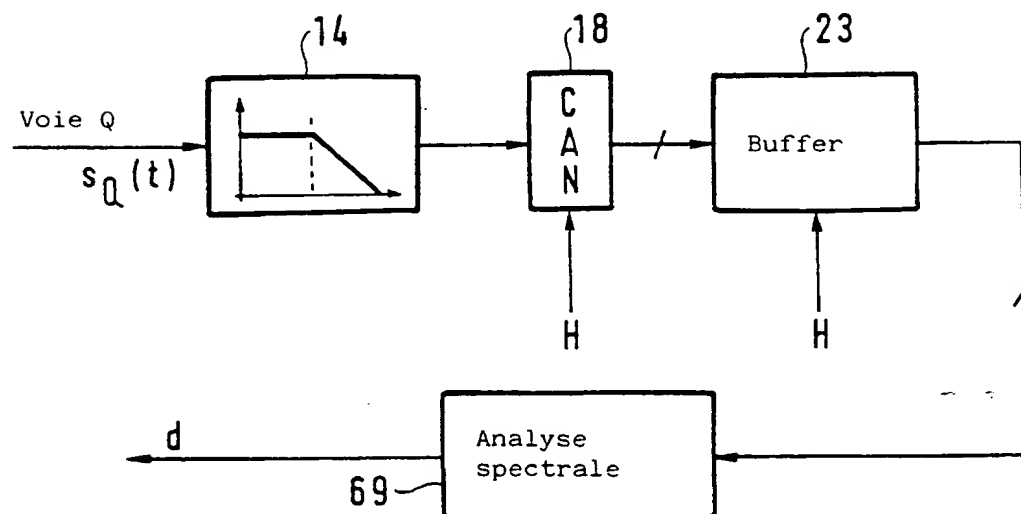


FIG. 10



7 / 8

FIG. 11

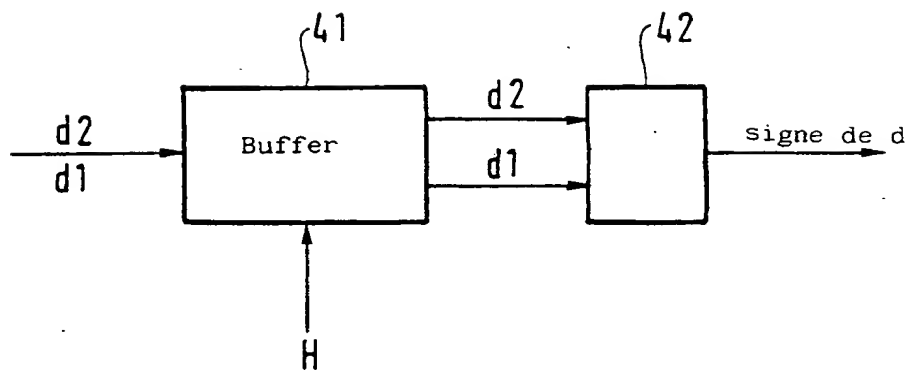
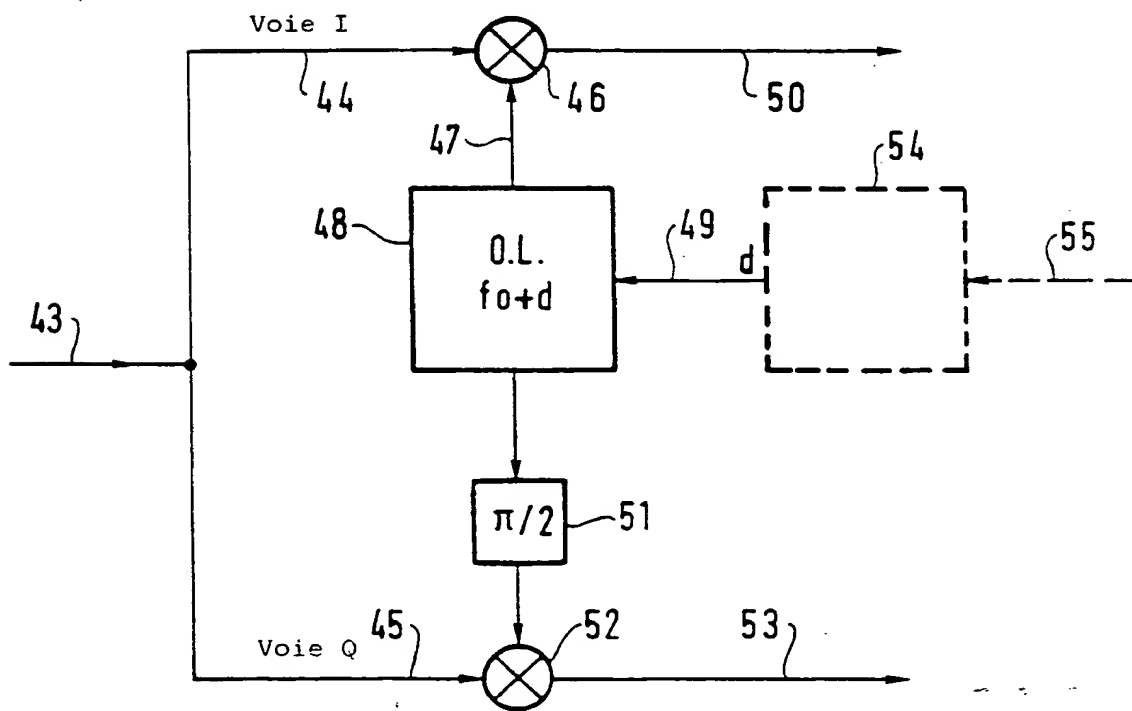
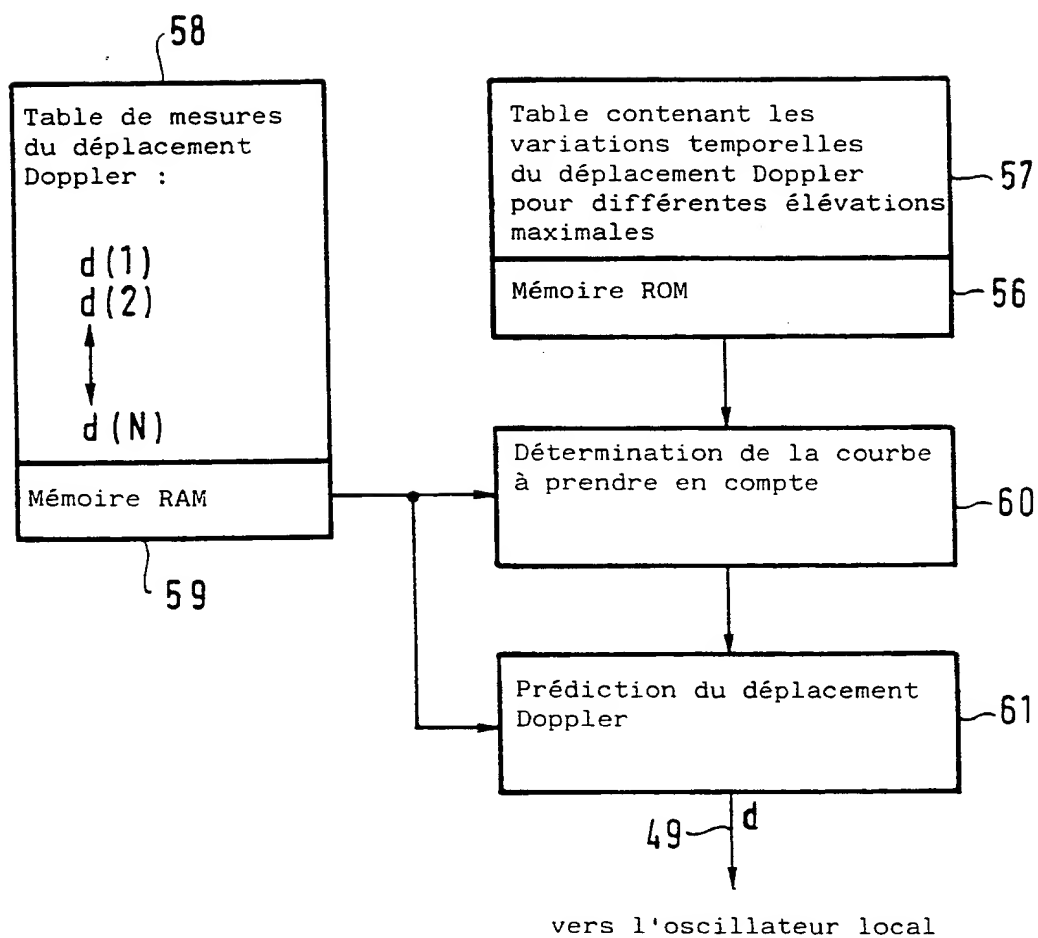


FIG. 12



8 / 8

FIG.13





## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Inter. Application No.

PCT/FR 94/00670

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER  
 IPC 5 H04B7/208 H04B7/01

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC 5 H04B H04L

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	DE,A,26 41 156 (MARCONI) 2 February 1978 see page 4, column 28 - page 5, column 11 ---	1-11
A	EP,A,0 305 814 (ANT) 8 March 1989 see claims ---	1-11
A	IBM TECHNICAL DISCLOSURE BULLETION, vol.6, no.11, April 1964, NEW-YORK,US; page 32 R.E.BUCK 'Matched-filter doppler acquisition system' see the whole document ---	5, 11, 14, 15
A	US,A,5 095 538 (DURBORAW) 10 March 1992 see figures 1-5 --- -/--	5

☒ Further documents are listed in the continuation of box C.

☒ Patent family members are listed in annex.

## \* Special categories of cited documents :

- "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- "E" earlier document but published on or after the international filing date
- "I" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

- "I" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
- "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
- "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.
- "&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

2 August 1994

Date of mailing of the international search report

25.08.94

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.O. 5818 Patentlaan 2  
 NL - 2280 HV Rijswijk  
 Tel. ( + 31-70 ) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,  
 Fax ( + 31-70 ) 340-3016

Authorized officer

Bischof, J-L

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Inter national Application No.  
PCT/FR 94/00670

## C. (Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US,A,4 019 138 (WATANABE ET AL) 19 April 1977 see column 1, line 55 - column 3, line 11; figure 1 ---	11-14
A	FR,A,2 683 689 (THOMSON-CSF) 14 May 1993 see claims ---	1,15
A	EP,A,0 337 267 (ANT) 18 October 1989 see claims -----	17-22

Form PCT-ISA/210 (continuation of second sheet) (July 1992)

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

Int. Application No.

PCT/FR 94/00670

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
DE-A-2641156	02-02-78	GB-A- 1583342	28-01-81
		US-A- 4191923	04-03-80
EP-A-0305814	08-03-89	DE-A- 3729586	16-03-89
		CA-A- 1294379	14-01-92
		DE-A- 3882850	09-09-93
		US-A- 4872164	03-10-89
US-A-5095538	10-03-92	NONE	
US-A-4019138	19-04-77	JP-A- 51097316	26-08-76
FR-A-2683689	14-05-93	NONE	
EP-A-0337267	18-10-89	DE-D- 58906513	10-02-94

# RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Den. Internationale No  
PCT/FR 94/00670

A. CLASSEMENT DE L'OBJET DE LA DEMANDE  
CIB 5 H04B7/208 H04B7/01

Selon la classification internationale des brevets (CIB) ou à la fois selon la classification nationale et la CIB

B. DOMAINES SUR LESQUELS LA RECHERCHE A PORTE

Documentation minimale consultée (système de classification suivi des symboles de classement)  
CIB 5 H04B H04L

Documentation consultée autre que la documentation minimale dans la mesure où ces documents relèvent des domaines sur lesquels a porté la recherche

Base de données électronique consultée au cours de la recherche internationale (nom de la base de données, et si cela est réalisable, termes de recherche utilisés)

## C. DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS

Catégorie *	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
A	DE,A,26 41 156 (MARCONI) 2 Février 1978 voir page 4, colonne 28 - page 5, colonne 11 ---	1-11
A	EP,A,0 305 814 (ANT) 8 Mars 1989 voir revendications ---	1-11
A	IBM TECHNICAL DISCLOSURE BULLETION, vol.6, no.11, Avril 1964, NEW-YORK,US; page 32 R.E.BUCK 'Matched-filter doppler acquisition system' voir le document en entier ---	5, 11, 14, 15
A	US,A,5 095 538 (DURBORAW) 10 Mars 1992 voir figures 1-5 ---	5
	-/--	

☒ Voir la suite du cadre C pour la fin de la liste des documents

☒ Les documents de familles de brevets sont indiqués en annexe

\* Catégories spéciales de documents cités:

- "A" document définissant l'état général de la technique, non considéré comme particulièrement pertinent
- "E" document antérieur, mais publié à la date de dépôt international ou après cette date
- "I" document pouvant jeter un doute sur une revendication de priorité ou cité pour déterminer la date de publication d'une autre citation ou pour une raison spéciale (telle qu'indiquée)
- "O" document se référant à une divulgation orale, à un usage, à une exposition ou tous autres moyens
- "P" document publié avant la date de dépôt international, mais postérieurement à la date de priorité revendiquée

- "I" document ultérieur publié après la date de dépôt international ou la date de priorité et n'appartenant pas à l'état de la technique pertinent, mais cité pour comprendre le principe ou la théorie constituant la base de l'invention
- "X" document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme nouvelle ou comme impliquant une activité inventive par rapport au document considéré isolément
- "Y" document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme impliquant une activité inventive lorsque le document est associé à un ou plusieurs autres documents de même nature, cette combinaison étant évidente pour une personne du métier
- "Z" document qui fait partie de la même famille de brevets

Date à laquelle la recherche internationale a été effectivement achevée

2 Août 1994

Date d'expédition du présent rapport de recherche internationale

25. 08. 94

Nom et adresse postale de l'administration chargée de la recherche internationale  
Office Européen des Brevets, P.B. 5818 Patentlaan 2  
NL - 2280 HV Rijswijk  
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,  
Fax (+31-70) 340-3016

Fonctionnaire autorisé

Bischof, J-L

## RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Den Internationale No  
PCT/FR 94/00670

## C.(suite) DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS

Catégorie	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
A	US,A,4 019 138 (WATANABE ET AL) 19 Avril 1977 voir colonne 1, ligne 55 - colonne 3, ligne 11; figure 1 ---	11-14
A	FR,A,2 683 689 (THOMSON-CSF) 14 Mai 1993 voir revendications ---	1,15
A	EP,A,0 337 267 (ANT) 18 Octobre 1989 voir revendications -----	17-22

# RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Renseignements relatifs aux membres de familles de brevets

Der. Internationale No

PCT/FR 94/00670

Document brevet cité au rapport de recherche	Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)	Date de publication
DE-A-2641156	02-02-78	GB-A- 1583342 US-A- 4191923	28-01-81 04-03-80
EP-A-0305814	08-03-89	DE-A- 3729586 CA-A- 1294379 DE-A- 3882850 US-A- 4872164	16-03-89 14-01-92 09-09-93 03-10-89
US-A-5095538	10-03-92	AUCUN	
US-A-4019138	19-04-77	JP-A- 51097316	26-08-76
FR-A-2683689	14-05-93	AUCUN	
EP-A-0337267	18-10-89	DE-D- 58906513	10-02-94